

ŘADA PRO KONSTRUKTÉRY

ČASOPIS PRO ELEKTRONIKU
A AMATÉRSKÉ VYSÍLÁNÍ
ROČNÍK XXXIX/1990 ● ● ČÍSLO 1

V TOMTO SEŠITĚ

Vážení čtenáři 1

ÚVOD DO PROBLEMATIKY DRUŽICOVÝCH PŘIJÍMAČŮ

I. Koncepce řešení družicových přijímačů

1. Vstupní zesilovač 1. mf	3
2. Filtry 1. mf	4
3. Směšovače	5
4. Oscilátor UHF	6
5. Zesilovač 2. mf	7
6. Demodulátor FM	12
7. Omezovač	14
8. Videozesilovač	14
9. Filtr video — deemfáze	16
10. Ladění a automatické dolaďování oscilátoru UHF	17
11. Potlačení signálu disperzálu	17
12. AVC	18
13. Zvuková část	19

II. Příklad konstrukce družicového přijímače

1. Úvod	19
2. Koncepce přijímače	19
3. Vř díl	21
4. Sestavení a osazení vř dílu, použité součástky	22
5. Díl video, audio, ladění — AFC	26
6. Sestavení a osazení	28
7. Oživení a nastavení	29
8. Oživení a nastavení vř dílu	32
9. TV modulátor	33
10. Napájecí zdroj	35

(dokončení příště)

Úvod do číslicové a mikropočítačové techniky (dokončení) ... 37

AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává vydavatelství NAŠE VOJSKO, s. p., Vladislavova 26, 135 66 Praha 1, tel. 26 06 51-7. Šéfredaktor ing. Jan Klabal, Redakční radu řídí ing. J. T. Hyan. Redaktor L. Kalousek, OK1FAC. Redakce Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51-7, šéfredaktor linka 354, redaktor linka 353, sekretářka linka 355. Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 6 Kčs, pololetní předplatné 18 Kčs. Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil vydavatelství NAŠE VOJSKO, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Informace o předplatném podá a objednávky přijímá každá administrace PNS, pošta, doručovatel a předplatitelská střediska. Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS — ústřední expedice a dovoz tisku Praha, administrace vývozu tisku, Kovpakova 26, 160 00 Praha 6. Tiskne NAŠE VOJSKO, s. p., závod 08, 160 05 Praha 6, Vlastina ulice č. 889/23.

Za původnost a správnost příspěvku odpovídá autor. Návštěvy v redakci a telefonické dotazy po 14. hodině. Číslo indexu 46 044.

Toto číslo má vyjít podle plánu 15. 2. 1990.
© Vydavatelství NAŠE VOJSKO.

Vážení přátelé,

dlouho jsem uvažoval, co by mělo být obsahem úvodního článku letošního prvního čísla našeho časopisu a to především proto, že výrobní lhůty Amatérského radia řady B (stejně ovšem i řady A) jsou vzhledem k bouřlivě se měnící situaci příliš dlouhé (až tři měsíce), než abychom mohli pružně reagovat na politické změny v naší společnosti. Protože se však zásadní politická situace celkem stabilizovala, chtěl bych za sebe i celou redakci udělat jakési „vyznání víry“, ozřejmit, jak se změny posledních týdnů promítnou do tvorby našeho časopisu.

Úvodem mi dovoluťe ocitovat úvodní část dopisu, který jsem obdržel těsně před Vánoci od přátel z Dánska: „With great joy and much hope in our hearts we send you this letter ...“ Stručný překlad další části dopisu, která je podstatná pro to, co chci dále uvést: „... i když dnes můžeme psát cokoli, aniž bychom ohrozili vaši existenci a popř. i naši možnost navštívit Československo, jsme tak plni nejruznějších dojmů, že nevíme vlastně, co napsat ... Snad pouze jedno — měli jsme vždy o vaši zemi to nejlepší mínění, pokládali jsme ji podle našich vlastních zkušeností za jednu z nejcivilizovanějších a „nejevropštějších“ zemí Evropy a jsme rádi, že se nyní i zcela oficiálně vracíte „do Evropy“, kde vždy bylo, je a bude zcela nepochybně vaše pevné místo.“

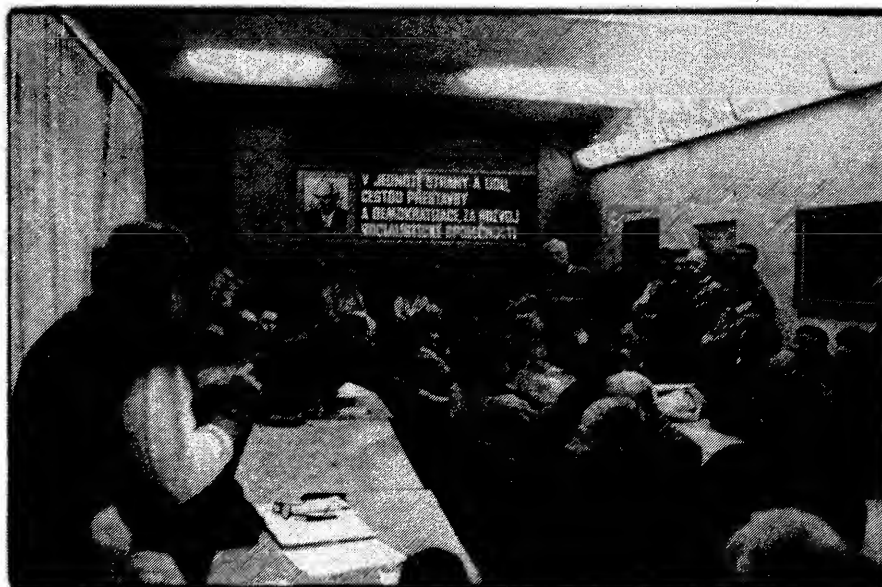
Je podnětné, že stejná myšlenka o návratu ČSSR do Evropy zazněla i v novoročním projevu prezidenta republiky a domnívám se, že právě toto — návrat do společenství svobodných evropských národů, musí být i naším prvořadým úkolem při tvorbě časopisu. To byl i jeden z důvodů, proč jsme požádali Svazarm, aby se vzdal vydavatelských práv na naše časopisy, neboť jakákoli forma administrativně direktivního řízení není do budoucna možná, protože v minulosti vždy bránila tomu, psát o tom, co je předmětem obsahu našich časopisů, bez frází, otevřeně a pravdivě — posledním příkladem bývalého stavu byla problematika kolem žižkovského vysílače, o níž se chvíli mohlo psát (i když pouze v určitých intencích), chvíli nemohlo, pak opět mohlo atd. atd. Stejně tomu bylo i s problematikou kolem našich výrobků elektronického průmyslu, stavu našich továren, vyrábějících součástky, stavu v radioamatérském hnutí apod. Co bylo jen nesnáží po uveřejnění mapky zahraničních televizních a rozhlasových vysílačů, po uveřejnění testů průmyslových výrobků, vlastně jakékoli kritiky čehokoliv. To vše, doufáme, máme za sebou.

Do budoucna se tedy soustředíme na snahu, dostat se zpátky do Evropy, a to tak, aby „to příliš nebolelo“. Uděláme proto vše, co je v našich silách a očekáváme v tomto směru i vaši podporu — podporu našich čtenářů a spolupracovníků. V této souvislosti bychom chtěli pouze upozornit na to, že základním znakem demokracie je různost názorů a dialog o těchto názorech, proto (a to platí samozřejmě i v technice) to, co se bude objevovat na stránkách časopisu, neberte jako oficiální názor redakce, či jiné organizace, pokud ovšem pod tímto názorem nebude podepsán zástupce organizace, zvolený demokraticky jako její mluvčí.

Vzhledem k tomu, že je výrobní doba časopisu, jak jsem uvedl, velmi dlouhá, i vzhledem k tomu, že na jednotlivá čísla AR řady B jsou uzavírány smlouvy zhruba rok před jejich vyjitím, omlouváme se za to, že nejbližší době žádná zvláštní změna v obsahu časopisu nenastane. Již v druhé polovině roku bychom však měli být více „světoví“, více informovat o všem novém a moderním, seznamovat stavem techniky v okolním světě. I když, upřímně řečeno, zatím víme přesněji to, co v žádném případě nechceme, než to, co bychom chtěli.

Očekáváme proto i vaši spolupráci — jsme tu pro vás, pro všechny zájemce o elektroniku. Pomozte nám udělat z AR časopis zajímavý, aktuální a pravdivý — je to i ve vašich rukách!

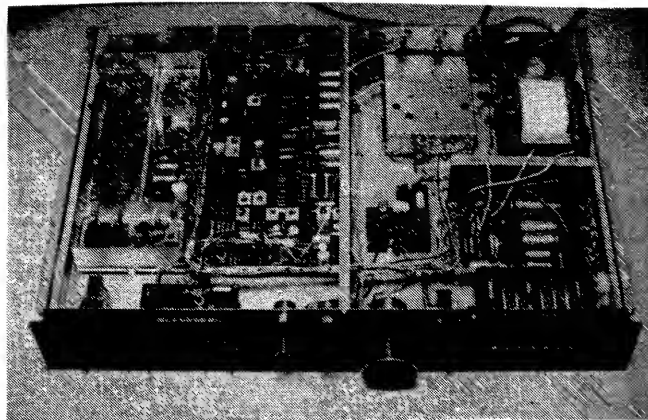
Luboš Kalousek



Nový duch ve starých kulisách — shromáždění, zakládající OF ve vydavatelství Naše vojsko

ÚVOD DO PROBLEMATIKY DRUŽICOVÝCH PŘIJÍMAČŮ

Ing. Zdeněk Krupka,
ing. Jiří Kuncil



Během posledních několika let zaznamenáváme ve světě prudký rozvoj vysílání televizních programů z družic. V současné době se využívají čtyři kmitočtová pásma. Nejvíce je zaplněno pásmo 11 GHz (10,95 až 11,70 GHz), v němž pracuje asi 14 družic. Některé z nich vysílají pouze testovací a zkušební signály, jiné již běžně několik let vysílají televizní programy. Do této druhé skupiny patří známé družice ASTRA 1A, INTEL-SAT VA-F11, F12, F15, EUTELSAT 1F1, F2, F4 a F5, začínající KOPERNIKUS a další. V pásmu 12 GHz (11,7 až 12,5 GHz) je po nezdáreném pokusu o uvedení do provozu západoněmecké družice TV-SAT zatím pouze francouzská TDF-1A a skandinávská TELE-X (stav v létě 1989). V tomto pásmu se očekává start a provoz družic BSB 1, TV-SAT2, OLYMPUS atd. V pásmu 12,5 GHz (12,5 až 12,75 GHz) vysílá vlastně pouze TELECOM 1C a očekává se také provoz družice KOPERNIKUS. (Kromě uvedených se používá ještě např. pásmo 4 GHz apod.)

Z tohoto stručného přehledu je zřejmé, že dnes je a v nejbližší době bude největší nabídka programů v pásmu 11 GHz. Skutečností však také je, že v tomto pásmu panuje značná nejednotnost některých parametrů modulačního systému. Zdvih kmitočtové modulovaného signálu (video) se pohybuje od 16 MHz do 25 MHz, zvukové subnosné jsou v rozmezí 5,8 až 8,1 MHz a to ještě s různými zdvihy a modulačními způsoby (WEGENER-PANDA atd.). Další komplikace nastávají se zaváděním systému MAC (C-, D-, D2-MAC). Z toho všeho vyplývá, že návrh družicového přijímače, který by dokázal beze zbytku správně zpracovat všechny signály s uvedenými rozdíly, není jednoduchý.

V každém případě se však základní sestava přijímače pro individuální příjem skládá ze tří hlavních částí:

- parabolické antény,
- vnější jednotky (konvertoru),
- vnitřní jednotky (družicového přijímače).

Vnější jednotka umístěná spolu s tzv. feedhornem (primárním zářičem) a popř. s tzv. polarotorem (měničem polarizace) v ohnisku parabolické antény převádí signál z pásma 11 GHz (nebo 4 GHz, 12 GHz nebo 12,5 GHz) do pásma první mezikřevence. Ta se dnes ustálila v pásmu 0,95 až 1,75 GHz. Signály z vnější jednotky v pásmu 1. mf jsou vedeny koaxiálním kabelem na vstup družicového přijímače. Po patřičném rozbočení lze samozřejmě napájet z jedné vnější jednotky i několik přijímačů.

I. Koncepce řešení družicových přijímačů

Družicové přijímače se dnes vyznačují několika trendy ve způsobu obvodového řešení. Pokud bychom je chtěli nějak rozdělit, můžeme tak učinit podle různých hledisek, např.:

podle počtu směšování

- s jedním směšováním,
- s dvojným směšováním;

podle použité 2. mf

- 479 MHz,
- 70 MHz,
- ostatní (134 MHz, 610 MHz, atd.);

podle typu demodulátoru

- s Travisovým demodulátorem,
- s koincidenčním demodulátorem,
- s demodulátorem PLL.

Dalšími hledisky pro dělení přijímačů může být např. dělení podle způsobu ovládání (ruční nebo elektronické-dálkové) apod.

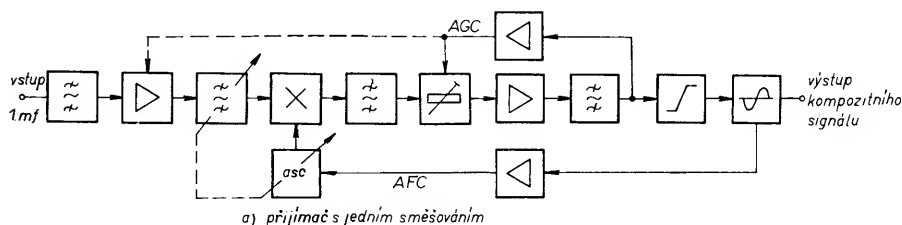
Jedním z kritérií je tedy např. počet použitých směšování. Jak bylo uvedeno, mohou mít družicové přijímače jeden, dva nebo

několik směšovacích. Dnes se převážně vyskytují přijímače s jedním, výjimečně se dvěma. Typická bloková schémata jsou na obr. 1.

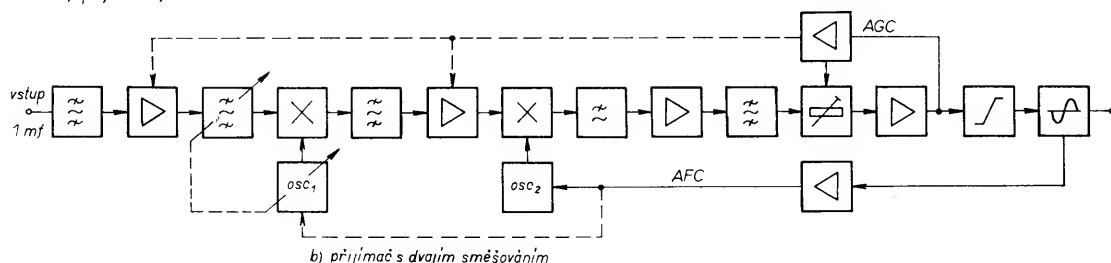
U přijímačů s jedním směšováním podle obr. 1a je obvykle na vstupu pásmová nebo horní propust, která má za úkol potlačit nežádoucí signály ležící mimo pásmo 1. mf (0,95 až 1,75 GHz). Za ní následuje zesilovač a pásmová propust. Jejím úkolem je vybrat požadovaný signál a přitom zejména potlačit signál na zrcadlovém kmitočtu. U přijímačů s nižší druhou mezikřevencí musí být laděna v souběhu s oscilátorem. Pokud je 2. mf vyšší (479 MHz apod.), mohla by být pásmová propust neladěna. Dále následuje směšovač a oscilátor, který kmitá na kmitočtu o mf výše, tj. nad kmitočtem přijímaného signálu. Dále následuje druhý mf zesilovač s hlavním filtrem, který vytváří celkovou selektivitu přijímače, omezovač (limiter) a některý z uvedených typů demodulátorů. Kromě toho přijímače obvykle obsahují regulační smyčky AGC a AFC (samočinné řízení zesílení a kmitočtu, tj. AVC a ADK).

Blokové schéma přijímače s dvojným směšováním je na obr. 1b. Jeho druhý mf kmitočet se volí obvykle vyšší (479 až 900 MHz), proto by mohla být vstupní pásmová propust naladěna pevně – přesto se i zde u profesionálních přijímačů přeladuje spolu s prvním oscilátorem. Její šířka pásma však může být větší a tudíž nároky na její naladění v souběhu s oscilátorem nejsou tak kritické. Přijímaný signál se volí změnou kmitočtu prvního oscilátoru, který pracuje na kmitočtu o mezikřevenci vyšším. Dále následuje druhý směšovač a oscilátor, který opět pracuje na kmitočtu o mezikřevenci vyšším. V přijímačích podle obr. 1b se obvykle používá nízká třetí mf, nejčastěji 70 MHz; 3. mf zesilovač také určuje podstatně selektivitu přijímače. Nakonec opět následuje omezovač a demodulátor.

Na výstupu demodulátoru dostáváme pak vždy kompozitní signál, který je složen z videosignálu a signálů zvukových subnosných

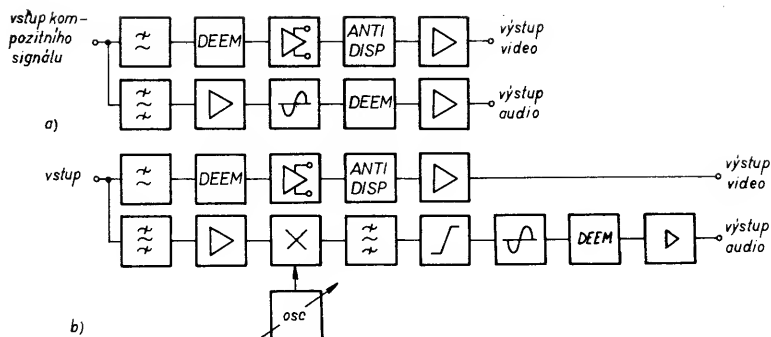


a) přijímač s jedním směšováním



b) přijímač s dvojným směšováním

Obr. 1. Bloková schémata typických družicových přijímačů; a) přijímač s jedním směšováním, b) přijímač s dvojným směšováním



Obr. 2. Blokové schéma zpracování signálů video a audio (obrazového a zvukového)

kmitočtů, které lze zpracovávat dvěma základními způsoby, obr. 2. Na obr. 2a je způsob zpracování jednotlivých zvukových subnosných, přijímač proto obsahuje jeden nebo několik zvukových demodulátorů podle toho, kolik zvukových subnosných chceme přijímat. Jednou z variant je i ta, při níž se přeladuje současně vstupní filtr a střední kmitočet demodulátoru. Druhý způsob (obr. 2b) je založen na převodu pásma zvukových subnosných na pomocný signál m kmitočtu (obvykle 10,7 MHz), který se potom demoduluje. U některých přijímačů, které mají možnost přijímat několik zvukových doprovodů, se využívá různých kombinací a variant, někdy i obou popsaných způsobů současně.

V cestě videosignálu je obvykle zařazena dolní propust na potlačení zejména zvukových subnosných kmitočtů, dále obvod demfáze, obvod na potlačení disperzálu (viz dále) a obvody videosesilovače. Jednotlivé obvody jsou řazeny různě a často chybí videofiltr (dolní propust) v klasickém provedení LC. Většina přijímačů obsahuje samostatné audio a videovýstupy a dále výstup kompozitního signálu (tzv. baseband, B.B.) neboli signál základního pásma. Mimo to je použit ještě modulátor, který video a audio-signálem moduluje v signál obvykle v televizním pásmu UHF.

V dalších kapitolách tohoto čísla AR řady B jsou popsány jednotlivé obvody uvedené v tomto stručném popisu a nakonec je příklad konstrukce družicového přijímače.

1. Vstupní zesilovač 1. mf (0,95 až 1,75 GHz)

Vstupní část vnitřní jednotky tvoří širokopásmový zesilovač s rozsahem 1. mf, doplněný filtrem – buď opět širokopásmovým nebo úzkopásmovým přeladitelným, případně kombinací obou. Zesilovač musí nahradit ztráty filtru 1. mf, ztráty směšovače, případně vytvořit rezervu zisku pro případné ztráty před vstupem vnitřní jednotky (rozvod). Je žádoucí, aby se úroveň signálu zbytečně nezměňovala a nevětšovala se tím náchylnost na vlivy rušících signálů.

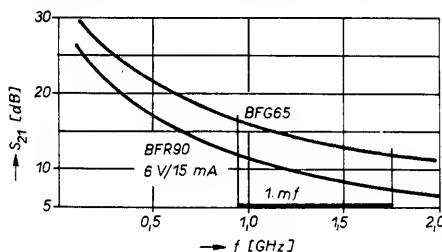
Dále má zesilovač zabránit svému zpětnému útlumem pronikání signálu oscilátoru do vstupu. Při případném „paralelním“ připojení několika vnitřních jednotek na jednu vyšší jednotku přes rozbočovače by totiž signál oscilátoru mohl vytvářet výrazné rušení. Zpětný útlum konverguje k hodnotě $S_{12} \geq 20$ dB pro jeden zesilovací stupeň.

Vstupní zesilovač plní též funkci členu, který impedančně odděluje hlavní filtr 1. mf od vř kabelu, který obecně nebývá ideálně přizpůsoben. Tím vstupní zesilovač jednak zajišťuje širokopásmové impedanční přizpůsobení celé vnitřní jednotky, jednak téměř konstantní impedanci pro následující filtr.

Věnujme se nejprve vlastnímu zesilovači, případně doplněnému plochým filtrem na vstupu. Ztráty ve směšovači a hlavním filtru 1. mf lze odhadnout na 10 až 15 dB. Od

zesilovače tedy očekáváme v pásmu 1. mf, tj. 0,95 až 1,75 GHz, zisk přibližně $G \approx 20$ dB. Rozsah vstupních signálů je dán anténou a vnější jednotkou, je nutno počítat se vstupním napětím $U_n \leq 10$ mV, výstupní signál zesilovače bude tedy $U_o \leq 100$ mV. V tomto rozsahu napětí musí být zesilovač lineární tak, aby intermodulační produkty byly potlačeny minimálně o $I_m \approx -30$ dB. Zvlnění přenosové charakteristiky na 1 kanál, tj. asi pro $\Delta f \approx 30$ MHz si obvykle vyžaduje $\Delta G = 2$ dB. Impedanční přizpůsobení bývá obvykle definované činitelem stojatých vln $\Gamma \leq 2,5$ až 3,0.

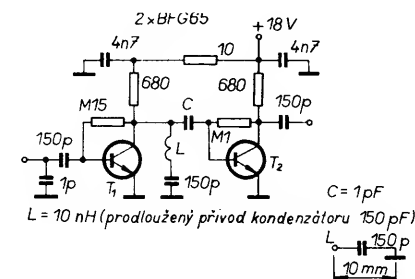
Realizovat zesilovač s uvedenými vlastnostmi je možno např. dvěma až třemi tranzistory typu BFR90(91) s mezním kmitočtem $f_T \approx 5$ GHz, nebo snadněji dvěma tranzistory BFG65 s $f_T \approx 7$ GHz apod. Tranzistory BFG65 jsou výhodné z hlediska zisku (S_{21}), mají však poněkud menší zpětný útlum (S_{12}) než BFR90. V obr. 3 je katalogový parametr



Obr. 3. Činitel S_{21} tranzistorů BFR90 a BFG65 v závislosti na kmitočtu

S_{21} , což je zisk pro impedanci generátoru (Z_G) i zakončovací $Z_Z = Z_G = 50 \Omega$. Pro třístupňový zesilovač s BFR90 vychází zisk $G \approx 22$ až 35 dB, pokles na celý zesilovač je tedy $\Delta G = 13$ dB. Pro dvoustupňový zesilovač s tranzistory BFG65 je zisk $G = 24$ až 32 dB, tedy pokles $\Delta G \approx 8$ dB. V obou případech je určité vyrovnání průběhu žádoucí.

Zapojení dvoustupňového zesilovače s tranzistory BFG65 je na obr. 4. Přenos je vyrovnán obvodem LC mezi oběma stupni. Je to vlastně poločlánek horní propusti, jehož parametry jsou voleny tak, aby na nejvyšším kmitočtu vznikl mezi stupni přibližně stav přizpůsobení, na nižších kmitočtech

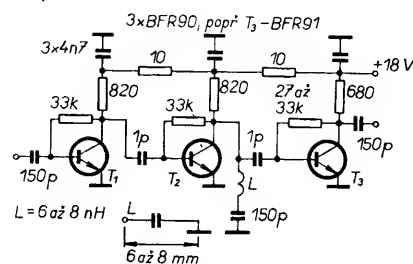


Obr. 4. Dvoustupňový zesilovač 0,95 až 1,75 GHz

stav nepřizpůsobení, tj. útlum, poločlánek tedy vyrovnává přenos především svou náběžnou hranou přenosové charakteristiky. Zisk zesilovače v celém pásmu je pak dán parametrem S_{21} , pro nejvyšší kmitočet je zmenšen o vliv impedančního nepřizpůsobení. V našem případě kolísá zisk G v mezích asi 18 až 20 dB. Impedanční přizpůsobení $\Gamma \leq 3$. Linearita pro $U_o \approx 100$ mV: $I_m \approx -35$ až -40 dB. Zpětný útlum $S_{12} \approx 40$ dB.

U třístupňového zesilovače je možno použít pro vyrovnání přenosové charakteristiky obdobný obvod jako v předchozím případě (horní propust), zařazený mezi 2. a 3. stupeň zesilovače, přičemž mezi 1. a 2. stupněm napomáhá vyrovnání malý vazební kondenzátor 1 pF.

Příklad zapojení je na obr. 5. Zisk kolísá v rozmezí $G = 26$ až 22 dB. Zpětný přenos $G_{12} \approx 55$ až 60 dB.



Obr. 5. Třístupňový zesilovač 0,95 až 1,75 GHz

Poměrně dobrá vstupní impedance, $\Gamma \leq 2$, je výsledkem převážně kapacitního charakteru zatěžující impedance prvního stupně (zmiňovaný malý vazební kondenzátor mezi 1. a 2. stupněm). Linearita pro $U_o \approx 100$ mV je $I_m \approx -30$ dB. Tento zesilovač doporučujeme i pro obecné využití, např. pro zesílení signálu při dlouhém přívodním vedení apod.

Pracovní body tranzistoru obou zesilovačů jsou voleny tak, že výstupní tranzistor je přibližně nastaven na maximální linearitu: $U_{CE} \approx 5$ až 7 V, $I_{CE} \approx 20$ mA, ostatní na maximální zisk, $U_{CE} \approx 6$ až 8 V, $I_{CE} \approx 15$ mA. Nastavení není kritické.

Šumové nastavení pracovních bodů nepoužíváme. Šum zde nehraje roli, neboť zisk předchozího zesilovače v mikrovlně (vnější) jednotce bývá asi 50 dB. Zesilovač vnitřní jednotky se šumové již neuplatní.

Pracovní body všech zesilovačů zde uváděných jsou stabilizovány tím nejjednodušším způsobem, naprosto vyhovujícím pro moderní křemíkové tranzistory, a to zpětnou vazbou přes kolektorový rezistor. Napájení báze pak zajišťuje jediný rezistor mezi bází a kolektorem. Podmínkou správné funkce je dostatečně velké napětí na kolektorovém rezistoru. Aktivní stabilizaci pomocným tranzistorem nedoporučujeme, nemá praktický význam, pouze komplikuje zapojení zesilovačů a při nedokonalém provedení může být nositelem nežádoucích vazeb.

Pokud jde o mechanické provedení, lze zesilovač realizovat na běžném jedno, popř. dvoustranně plátovaném kupřextitu, ostrůvky v aktivní cestě signálu je třeba vytvářet s co možno největší mezerou (minimální kapacity vůči zemi), sériové spoje v této cestě s minimální délkou, vzdálenost mezi sousedními tranzistory přibližně 10 až 15 mm. Terčikové kondenzátory lze doporučit, nejsou však bezpodmínečně nutné – postačí poduškové s přívody zkrácenými na délku menší než 1 mm. Tranzistory, kon-

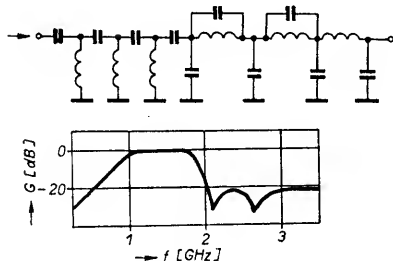
denzátoři v cestě signálu a blokovací v napájecích obvodech umístit ze strany spojů.

2. Filtry 1. mf (0,95 až 1,75 GHz)

Úkolem filtru 1. mf je potlačit nežádoucí signály vstupující do vnitřní jednotky. Na nižších kmitočtech jsou to především TV signály pozemských vysílačů. Pouze výjimečně mohou vyvolat znatelné rušení. Na vyšších kmitočtech je nežádoucí především příjem zrcadlových signálů (f_z), přičemž $f_z = f_{TV} + 2f_{2mf}$, tj. zrcadlový signál f_z je od řádného signálu f_{TV} vzdálen o dvojnásobek druhé mezifrekvence (f_{2mf}). Zrcadlový signál musí být potlačen o ≥ 20 dB vůči řádnému za předpokladu, že řádný signál přichází do vnitřní jednotky s odstupem od šumu $C/N = 15$ až 20 dB, což je běžný případ.

Zrcadlové signály mohou vznikat v pásmu 1. mf za předpokladu, že $2f_{2mf} \leq f_{1mf}$ (f_{1mf} je šířka pásma 1. mf, tj. 800 MHz). Je to tehdy, když 2. mf = 70, popř. 140 MHz. Pro vyšší 2. mf, tj. 480 MHz a výše je zrcadlový příjem možný z družic polohově blízkých, jejichž vysílače pracují na vyšším sousedním mikrovlnném pásmu 11,75 až 12,5 GHz.

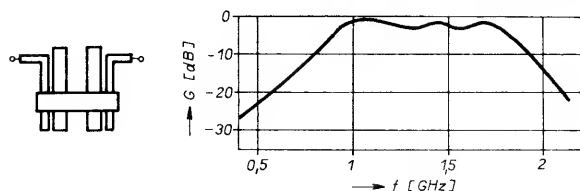
Filtry 1. mf lze zásadně realizovat ve dvou variantách: 1. širokopásmový filtr pevně nastavený, 2. úzkopásmový přeladitelný filtr. Širokopásmový filtr lze pochopitelně použít pouze tehdy, když $2f_{2mf} > f_{1mf}$, tj. pro 2. mf > 400 MHz. Nejnižší v úvahu přicházející 2. mf = 480 MHz, nejnižší zrcadlový kmitočet je v tomto případě vzdálen od okraje pásma 1. mf přibližně o 160 MHz. Bude-li filtr tvořen kombinací horní a dolní propusti, pak dolní propust vytvářející horní okraj v pásmu 1. mf musí být realizována např. Caue-rovým filtrem (s rezonančními obvody LC) minimálně 6. řádu. Méně náročný dolní okraj filtru lze např. vytvořit horní propustí tří Zobelových článků K (strmost přibližně 60 dB/oktávu). Celkový filtr má pak tvar podle obr. 6. Je zřejmé, že jde o dost složitý filtr,



Obr. 6. Širokopásmový filtr 1. mf (Zobel-Cauer)

jeho nastavení přenosovým analyzátozem však nečiní potíže. Filtr je výhodné realizovat v plošné formě (cívky fólií na desce s plošnými spoji).

Filtr pro 1. mf lze navrhnout i ve formě interdigitální pásmové propusti provedené technikou páskových vedení (mikrostripů), jak byl např. publikován v AR [1] v družicovém přijímači z MLR. Jeho změřená přenosová křivka je na obr. 7. Průběh v pásmu



Obr. 7. Filtr 1. mf z páskových vedení

1. mf je vyhovující. Pro potlačení zrcadlového příjmu z vedlejších družic by však bylo nutné zvětšit strmost horní hrany přenosové křivky (patrně zvětšením počtu obvodů). V současném družicovém provozu filtr vyhovuje.

Z hlediska dobré filtrace vstupních signálů lze pevný filtr doporučit až pro 2. mf ≥ 600 MHz, kdy je nejnižší zrcadlový kmitočet vzdálen od konce pásma asi o 400 MHz. Pro tento případ by filtr z obr. 7 patrně v praxi nevyhověl.

K problematice pevných filtrů 1. mf je dále nutno připomenout, že pokud 2. mf ≤ 800 MHz, nebude tento filtr potlačovat signál oscilátoru pronikající do vstupu přijímače. Útlum signálu oscilátoru směrem do vstupu vnitřní jednotky bude pak určen pouze zpětným útlumem vstupního zesilovače.

Úzkopásmový, přeladitelný filtr 1. mf lze na první pohled realizovat obtížně. Vznikají problémy se sladěním jednotlivých obvodů filtru a oscilátoru. Při shodné volbě typu filtru lze však potíže zmenšit na minimum. Bude-li mít přeladitelný filtr přenosovou křivku, jejíž pouze horní hrana (oscilátor pracuje nad přijímaným pásmem) bude strmá a přenosová partie plochá, problém sladění se značně zjednoduší. Vhodný typ filtru je např. na obr. 8. Potlačení zrcadlového kmitočtu o 25 až 40 dB je běžné. Navíc se i částečně tlumí signál oscilátoru, což je zřetelné především při 2. mf = 480 MHz. To je též jeden z důvodů, proč i pro tuto 2. mf bývá někdy používán přeladitelný filtr místo pevného. Filtr je dvou-obvodový ($L_1, D_1, D_3, L_2, D_2, D_4$). Vazba mezi obvody je indukční, případně doplněná galvanickou spojkou (S).

Kladení filtru 1. mf postačí varikapy (D_1 až D_4) z produkce ČSSR (KB205B), nebo připravované varikapy ve skleněném pouzdru, případně zahraniční BB121(221). Padingové kondenzátory (C_p , obr. 8) zajišťující sladění s oscilátorem jsou zapojeny v sérii s varikapou D_1 až D_4 a ladicími „cívkami“ L_1, L_2 , které mají formu nesymetrických vedení buď tyčových nebo plošných. Vazba na sousední obvody obstarají L_3, L_4 . Z přenosových křivek je zřejmé, že horní hrana zůstává strmá, i když se šířka pásma s kmitočtem zvětšuje. Blíží popis pro 2. mf = 140 MHz je v konstrukční části.

Při návrhu obvodů 1. mf vzniká otázka, kam filtr umístit: 1. na vstup, tj. před zesilovač, 2. za zesilovač, tj. před směšovač, případně 3. mezi jednotlivé stupně zesilovače. Z hlediska účinnosti filtrace by patrně byla nejvýhodnější 1. alternativa, zajišťující minimální intermodulační produkty. Je však nutno si uvědomit, že vstupní signál je relativně malý, většinou nepřekročí 5 mV (maximálně 10 mV), zisk zesilovače $G \leq 20$ dB, takže výstupní signál zesilovače bude většinou menší než 50 mV, maximálně 100 mV. Rušící signály nebudou rovněž větší. Použijeme-li pro zesilovač tranzistor typu BFR90, popř. pro koncový stupeň BFR91, pak intermodulační produkty budou o -45 až -50 dB menší, tedy naprosto zanedbatelné, přibližně ≥ 20 dB pod úrovní šumu. Jak je vidět, toto hledisko není rozhodující.

Z ostatních součástek je důležitá „izolace“ filtru vůči rozladění, vznikající nepřizpůsobením na vstupu vnitřní jednotky. Je tedy žádoucí umístit filtry za zesilovač. Impedanční přizpůsobení vnitřní jednotky lze rovněž zajistit mnohem lépe se zesilovačem na vstupu.

Rozdělení zesilovače na dvě části s filtrem uprostřed zásadně zmenšuje „izolaci“ filtru vůči vstupnímu nepřizpůsobení, činí potíže při optimalizaci impedančního přizpůsobení vstupu, znesnadňuje amplitudové vyrovnávání přenosové charakteristiky zesilovače. Souhrnně lze říci, že optimem je řešení, kdy je zesilovač 1. mf na vstupu vnitřní jednotky.

3. Směšovače

Obvod směšovače konvertuje v ladicí části vnitřní jednotky signály z kmitočtového rozsahu 1. mf (0,95 až 1,75 GHz) do rozsahu 2. mf se středním kmitočtem asi 70 MHz, 140 MHz, 480 MHz, popř. 610 MHz.

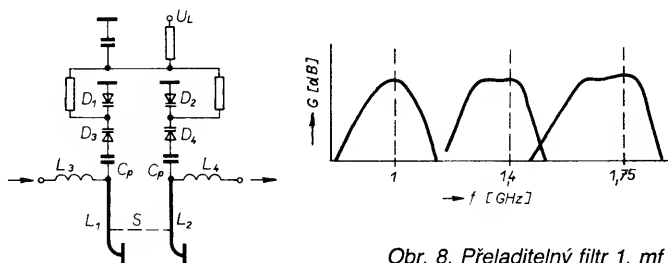
Požadavky, které na obvod směšovače obvykle klademe, lze přibližně shrnout:

1. Co nejmenší konverzní ztráty při minimálním výkonu pomocného oscilátoru.
2. Maximální potlačení nežádoucích signálů – hlavně oscilátoru – na vstupu i výstupu, tj. maximální izolace jednotlivých vstupů.
3. Dobré impedanční přizpůsobení všech vstupů.
4. Výrobní jednoduchost, dobrá reprodukovatelnost.

Již z uvedeného výčtu je zřejmé, že vývoj směšovače tak, aby všechny požadavky byly optimalizovány, je značně obtížný úkol. V zahraničí se výrobou směšovačů zabývá pouze několik specializovaných firem, které produkují obvykle obsáhlou typovou řadu těchto obvodů, schopnou splnit prakticky všechny, často velmi specifické požadavky zákazníka. V ČSSR i v zemích RVHP je situace zásadně odlišná, směšovač si většinou musí realizovat výrobce finálního výrobku.

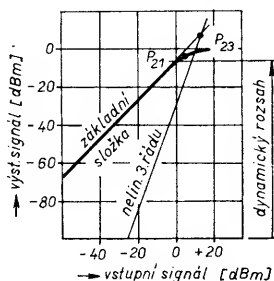
Dva nebo několik signálů se obecně směšují obvodem, který má buď nelineární převodní charakteristiku nebo mění svou funkci skokově s časem, příp. je kombinací obou. Směšování zajišťují v praxi diody nebo tranzistory, jejichž převodní charakteristika vykazuje nelinearitě 2. řádu. V ideálním případě, kdy lze nelinearitě vyššího řádu zanedbat, je možno považovat směšovač za prvek kvazilineární, který pouze transponuje vstupní signál (f_{in}) na výstupní (f_o) směšováním s pomocným signálem místního oscilátoru (f_{osc}), tj. $f_o = f_{in} \pm f_{osc}$. Další produkty nelinearity 2. řádu, tj. 2. harmonické nemají význam, jsou odfiltrovány.

Při nelinearitě 3. řádu vzniknou nežádoucí produkty $2f_{in} \pm f_{osc}$, popř. $f_{in} \pm 2f_{osc}$ a 3. harmonické obou signálů. Jejich vznik je vázán na kubickou část převodní charakteristiky, která se objevuje především teprve při nadměrně velké úrovni některého ze signálů. Optimální dynamický rozsah směšovače se z tohoto důvodu zvětšuje se zvětšujícím se počtem směšovacích polovodičových sou-



Obr. 8. Přeladitelný filtr 1. mf

částek, např. diod. Proto většina průmyslově vyráběných směšovačů obsahuje minimálně 4 diody. Samozřejmě se zvětšujícím se počtem diod se zvětšují i nároky na velikost signálu oscilátoru; proto se tehdy, zpracovávají-li se zásadně pouze signály malé amplitudy (≤ 10 mV) používají směšovače též pouze se dvěma, příp. i jednou diodou. Linearita u komerčně vyráběných směšovačů bývá často vyjádřena způsobem patrným z obr. 9. Je to závislost vstupního signálu na



Obr. 9. Parametry směšovače

výstupním jednak pro základní, kvadratickou složku ($f_1 \pm f_2$), jednak pro nežádoucí složku ($f_1 \pm 2f_2$) při optimální velikosti oscilačního signálu. Parametry definující kvalitu směšovače z hlediska „linearity“ jsou dva: první je určen bodem P_{21} , v němž se odchyluje (zmenšuje) základní složka o 1 dB od lineárního průběhu, druhý bodem P_{23} , daným průsečíkem základní a nežádoucí složky. Dynamický rozsah směšovače je dán lineární (rovnou) částí základní složky. V našem specifickém případě bude požadovaný dynamický rozsah minimální. Toto hledisko volbu směšovače tedy neovlivní.

Vrátíme se nyní krátce k nejdůležitějším parametrům směšovače tak, jak byly uvedeny. Především jsou to konverzní ztráty směšovače (G_K). Jejich velikost určuje souhrn několika činitelů. V první řadě je to velikost oscilačního signálu. Ta totiž určuje „pracovní bod“ směšovacího procesu, který musí být na převodní charakteristice nastaven do místa, v němž dominuje kvadratická složka. Pochopitelně i tato oblast má složky lineární i vyššího řádu, které vedou ke vzniku nežádoucích produktů a tudíž znamenají ztráty, někdy nazývané ztrátami ze zakřivení charakteristiky. Běžně dosahují 4 až 5 dB.

Další ztráty vznikají na sériových nežádoucích reálných odporech směšovacích diod. Jejich typický vliv spočívá v linearizaci převodní charakteristiky, tj. ve zkracování kvadratické části. Velikost těchto ztrát bývá asi 1 dB.

Jako každý přenosový prvek i reálný směšovač má ztráty impedančním nepřizpůsobením (odrazem). Pro ČSV = 2 je to 0,5 dB, pro ČSV = 3 se ztráty zvětší na 1,5 dB.

Souhrn všech výše uvedených ztrát pak určuje konverzní ztráty směšovače, ty dosahují běžně $G_K = 6$ až 10 dB.

Jak jsme již uvedli, je žádoucí dosáhnout minimálních konverzních ztrát při minimálním výkonu oscilátoru (N_{osc}). Částečně je velikost N_{osc} dána počtem polovodičových součástek (většinou diod), které je nutno vybudit. Pro dnes používané Schottkyho diody je nutný výkon $N_{osc} \approx 300$ mW na 1 diodu. Z tohoto hlediska je žádoucí směšovač s minimem diod, což je pro nesymetrické zapojení 1 dioda, pro symetrické zapojení 2 diody. Komerčně vyráběné směšovače mají obvykle 4, popř. 8 diod, což sice zaručuje velký dynamický rozsah směšovače, a však pro ryzi směšovač s malým výkonem to nutné není. Existuje však další možnost, jak zmenšit požadavky na výkon oscilátoru, a to optimalizovat jeho impedanční přizpůsobení „směrem“ ke směšovacím polovodičovým

součástkám, tj. zlepšit přenos energie v tomto směru. Tuto funkci zajišťují obvykle vhodné impedanční, symetrizační transformátory. Je samozřejmé, že obdobně je nutno upravit i přenos vstupního a výstupního signálu. Komerčně vyráběné směšovače dosahují v tomto směru vynikajících výsledků.

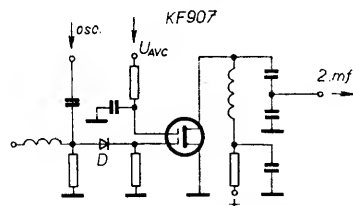
Dalším důležitým praktickým požadavkem je potlačit signál oscilátoru na vstupu i výstupu směšovače, tj. „izolovat“ vstup a výstup vůči oscilátoru. Tuto vlastnost směšovače zajišťuje kombinace symetrických a nesymetrických vstupů ke směšovacím diodám. Stupeň „izolace“ je pak dán kvalitou symetrické části.

O symetrických a nesymetrických typech směšovačů jsme se již zmínili. V následujícím textu se budeme věnovat základnímu zapojení jednotlivých typů. Začneme nesymetrickými směšovači. Obvykle je to jediná dioda nebo tranzistor. Diodu lze zapojit sériově nebo paralelně. Bez jakéhokoli oddělení jsou na ni přiváděny oba vstupující signály – aktivní signál a signál oscilátoru, přes filtr je pak vybírán směšovací produkt – mezifrekvenční signál. Nevýhodou je přítomnost signálu oscilátoru na vstupu a možnost jeho vyzařování. Tuto nevýhodu eliminuje předřazený zesilovač 1. mf svým zpětným útlumem – čím má více stupňů, tím lépe. Ideálního stavu $U_{osc} \leq 1$ mV na vstupu vnitřní jednotky lze dosáhnout třístupňovým zesilovačem (zpětný útlum ≥ 60 dB) a hlavně dokonalým stíněním oscilátoru.

Pronikání signálu oscilátoru v opačném směru, tj. do obvodů 2. mf lze omezit filtrem a následujícími zesilovacími stupni 2. mf (nízké f_T).

Diodu směšovače lze nahradit tranzistorem. Na první pohled je toto zapojení nevýhodné, neboť tranzistor zesiluje a přenáší především lineární produkt, tj. vytváří nejen žádoucí mf signál, ale radikálně zesílí i signál oscilátoru. Na druhé straně však požadavky na N_{osc} jsou menší než při použití diod (pro stejný žádoucí mf výstup), čímž je tato nevýhoda částečně kompenzována. Poněkud výhodnější se jeví kombinace diody s tranzistorem, při níž tranzistor může zesilovat pouze 2. mf, signál oscilátoru může být filtrován již za diodou, popř. tranzistor může mít nízký mezní kmitočet a tlumit tak signál oscilátoru.

Jako výhodná se jeví kombinace na obr. 10, kdy je za směšovací diodou D zařazen MOSFET KF907 – využívaný zároveň jako

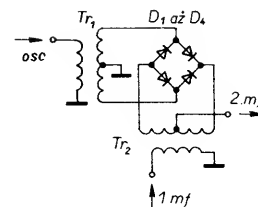


Obr. 10. Nesymetrický směšovač s diodou a MOSFET

řízený útlumový článek v obvodu AVC. Na směšování se zde podílí jak dioda (Schottkyho typu), tak KF907. Signál oscilátoru je KF907 zesilován minimálně (filtr v kolektoru). Použití KF907 (samotného) jako směšovače se neosvědčuje – konverzní ztráty jsou větší.

Jak je z výkladu vidět, i jednoduché nesymetrické směšovače jsou použitelné, jejich hlavní nevýhodou – relativně velký N_{osc} na vstupu i výstupu směšovače – lze vhodným zapojením eliminovat, přičemž celková výhodná jednoduchost zůstává.

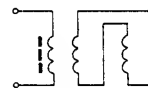
Přes jisté výhody nesymetrických směšovačů v přítomné době převažují směšovače symetrické. Nejčastější zapojení komerčně vyráběných směšovačů je na obr. 11. Směšování obstarávají čtyři diody D_1 až D_4 , přenos vstupního signálu a signálu oscilátoru



Obr. 11. Symetrický směšovač se čtyřmi diodami a dvěma transformátory

zajišťují dva symetrizující transformátory Tr_1 , Tr_2 , výstup 2. mf je ze středů obou symetrických částí Tr_1 a Tr_2 . Oba transformátory jsou trifilární vinuté (tři zkroucené vodiče) na subminiaturním feritovém toroidu. Celý směšovač uzavřený do kovové krabíčky zabírá prostor asi $7 \times 7 \times 7$ mm. Konverzní ztráty bývají $G_K \approx 6$ až 7 dB, signál oscilátoru $N_{osc} \geq 10$ dBm. Izolace jednotlivých hran asi 25 dB (údaje firmy Mini-Circuits).

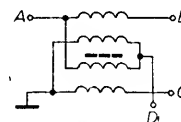
Velmi dobré elektrické vlastnosti jsou dány několika činiteli. Především je to výhodná převodní charakteristika diod, která musí mít co nejdelší kvadratickou část, navíc při malé úrovni napětí a proudu. Výborně se pro daný účel hodí Schottkyho diody, vyráběné dnes i u nás (KAS44, 34, 31). Velkým problémem jsou trifilární vinuté feritové transformátorky. Bývají na toroidech o $\varnothing = 2$ až 4 mm (asi 3 z drátu o $\varnothing 0,1$ mm). Přenosové ztráty musí být zanedbatelné. Schéma vinutí je na obr. 12.



Obr. 12. Trifilární vf transformátor

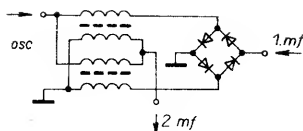
Jak je zřejmé, jde o symetrizační transformátor s impedančním převodem 1:4, daným trifilárním vinutím se závitovým převodem 1:2. Pro optimální funkci v oblasti do 2 GHz je navinutí takového transformátoru značným problémem. Rolí hraje nejen kvalita feritového materiálu, ale i dokonalost vinutí (homogenita zkroucení 3 vodičů) a „subminiaturizace“ spoju směšovače.

Trifilární transformátor lze obecně nahradit miniaturním symetrizačním členem. Schéma je na obr. 13. Je zřejmé, že je to



Obr. 13. Symetrizační člen

dobře známý symetrizační člen navinutý na dvouděrovém jádru, sloužící pro připojení symetrické antény k nesymetrickému napájecí. Jeho vynikající vlastnosti byly již mnohokrát v AR popsány [2]. Pro využití ve směšovačích byla ověřena jeho úprava na miniaturním dvouděrovém feritovém jádru délky $l_f = 6$ mm, vyráběném v Přemětu Šumperk pod typovým označením JK 205 535 306 303. Pro funkci do 2 GHz vyhoví s bifilárním vinutím $2 \times 1,5$ závitů zkroucenými vodiči o $\varnothing 0,2$ mm. Jeho přenosové ztráty nejsou do 1,75 GHz větší než asi 1,5 dB. S tímto obvodem byl ve VÚST vyvinut jednoduchý směšovač podle schématu na obr. 14. Je zřejmé, že možné ztráty jsou redukovány na minimum. Aktivní signál má přímý vstup



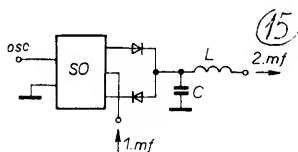
Obr. 14. Symetrický směšovač se symetrickým členem

na směšovací diody, oscilátorový signál je přenášen výše popsaným symetrickým obvodem s bifilárním vinutím prakticky beze ztrát a 2. mF signál, relativně nízkého kmitočtu, je v daném zapojení utlumen minimálně. Výsledkem jsou konverzní ztráty $C_K \approx 5$ až 7 dB při velikosti oscilátorového signálu asi 500 až 600 mV/75 Ω , potlačení signálu oscilátoru na signálním vstupu a mF výstupu asi o 22 až 28 dB. Tyto výsledky jsou plně srovnatelné s parametry špičkových zahraničních směšovačů. Jsou výborně reprodukovatelné, realizace nečiní potíže.

Ještě lepších výsledků, pokud jde o konverzní ztráty, bylo dosaženo s obdobným směšovačem – opět podle obr. 14 se symetrickým obvodem podle obr. 13, avšak na zkráceném dvouděrovém jádru (délka $l_1 = 3$ mm). Konverzní ztráty v pásmu 0,95 až 1,75 GHz se zmenšují na pouhých 4 až 6 dB, což je zcela výjimečné. Nevýhodou je samozřejmě nutnost zkracovat vyráběné feritové jádro na polovinu.

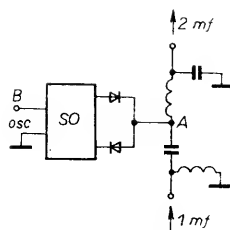
Určitou formální nevýhodou směšovače podle obr. 14 vůči směšovači z obr. 11 je malé potlačení vstupního signálu na mF výstupu. Při použití v přijímači je však tento jev bez významu. Pouze u směšovačů v měřicích generátorech, v nichž se výsledný signál vytváří směšováním dvou pomocných signálů, může tato horší „izolace“ vadit. Pak je lépe použít směšovač podle obr. 11. I v tomto případě je však náhrada trifilárního obvodu obvodem z obr. 13 výhodná, především z důvodů výborné reprodukovatelnosti.

V předchozím výkladu jsme se zabývali především nejčastěji komerčně vyráběným 4diodovým symetrickým směšovačem podle obr. 11, popř. jeho variantou z obr. 14. V některých případech však výrobci nepoužívají hotové směšovače, nýbrž dávají přednost vlastní realizaci. Pak se často objevují zapojení se dvěma diodami v symetrickém zapojení. Teoretickou výhodou jsou zmenšené nároky na výkon oscilátoru (asi o 3 dB). Jejich nejčastější zapojení je na obr. 15.



Obr. 15. Dvoudiodový směšovač

Symetrický obvod (SO) lze realizovat ve dvou variantách a to buď jako trifilární vinutí podle obr. 12 nebo bifilární vinutí podle obr. 13, příp. na jádru zkráceném na $l_1 = 3$ mm. Na první pohled vypadá zmenšení počtu diod přináší však zároveň též určité nevýhody. Je to především přenosové nevýhodný signálový vstup (1. mF), který má pro kmitočtový obor nad 0,5 GHz dosti velké ztráty. Směšovač je nutno doplnit filtrem LC, umožňujícím výstup mF a zároveň zkratujícím střed diod pro obor vstupních signálů, bez něj je funkce směšovače znatelně horší. Celkově lze tento typ charakterizovat poněkud většími konverzními ztrátami $G_K \approx 8$ až



Obr. 16. Směšovač se dvěma vstupy

9 dB, očekávaná výhoda – zmenšení výkonu oscilátoru – není zvláštní, asi jen 1 až 2 dB.

V některých případech je předchozí dvoudiodový typ využíván tak, že střed symetrického obvodu je nevyužit a signální vstup (1. mF) i výstup (2. mF) jsou připojeny společně do bodu A (obr. 16) přes kmitočtovou výhybku. Směšovač má pak pouze dva vstupy A, B. Symetrický obvod je tedy vhodně z impedančních důvodů vytvořit jako tzv. balun, často používaný v anténí technice [2]. Uplný směšovač tohoto typu nalezneme v družicovém přijímači uveřejněném v AR [1]. Nevýhodou jsou značné rozměry směšovače, elektricky nijak nevyniká.

Pokud se rozhodneme použít symetrický směšovač, lze jednoznačně doporučit obvod podle obr. 14. Je výhodný elektricky, realizace je bez problémů.

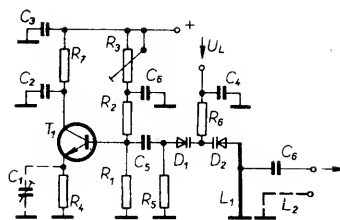
4. Oscilátor UHF

Oscilátor UHF spolu se směšovačem konvertuje jednotlivé kanály v rozsahu 1. mF (0,95 až 1,75 GHz) do pásma 2. mF, musí tedy pracovat v rozsahu 0,95 až 1,75 GHz + 2. mF. Se zvyšujícím se kmitočtem 2. mF se tedy zvětšují nároky na dosažení nejvyššího kmitočtu, zmenšují se však zároveň nároky na relativní šířku pásma. Požadavky na stabilitu závisí do značné míry na funkci AFC, které musí vyrovnávat změny jak oscilátoru UHF ve vnitřní jednotce, tak mikrovlnného ve vnější jednotce. Chyba výsledného nastavení by neměla překročit $\Delta f_s = 0,5$ MHz. Přitom mikrovlnné oscilátory mají běžné maximální teplotní odchylku $\Delta f_m = \pm 3$ MHz, funkce AFC bývá omezena na $\Delta f_{AFC} \approx \pm 7$ MHz, takže maximální teplotní posuv oscilátoru UHF by neměl být větší než $\Delta f = \Delta f_s - \Delta f_m \approx 4,5$ MHz pro pokojové teploty. Další požadavky se týkají čistoty spektra signálu oscilátoru. Je nutno zabránit parazitnímu přechlívání a oscilátor nesmí být impedančně ovlivňován ze strany výstupu. Důležitá je též velikost výstupního signálu, na niž závisí konverzní ztráty směšovače, je žádoucí, aby do směšovače byl přiváděn signál oscilátoru $U_{osc} \approx 0,5$ V (efektivní hodnota).

Pokud jde o volbu typu oscilátoru pro daný účel, přicházejí v úvahu prakticky dvě alternativy. Jednak je to Colpittsův oscilátor, u něhož je základem tranzistor v zapojení se společnou bází (SB) s paralelně laděným obvodem v kolektoru, jednak oscilátor s tranzistorem v zapojení se společným kolektorem (SC), tedy s emitorovým sledovačem [3], u něhož je laděný obvod sériový, připojený v bázi. Negativního odporu v bázi, podmiňujícího vznik oscilací, se dosahuje velkou zatěžující impedancí v emitoru sledovače.

První alternativa (SB) je velmi rozšířená na kmitočtech nižších než 1 GHz. Pokusy využít tento oscilátor pro naše účely naráží na potíže s dosažením maximálního kmitočtu a s požadovanou přeladitelností (šířkou pásma), častěji se vyskytují různé nepříznivé jevy, např. parazitní kmitání, vysazování oscilací, nerovnoměrnosti v úrovni generovaného signálu.

V dnešní době se pro daný účel převážně používá oscilátor typu SC. Základní schéma



Obr. 17. Oscilátor UHF typu SC

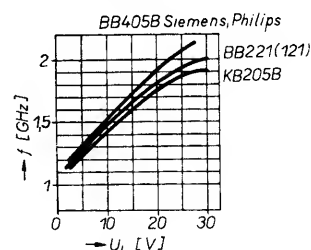
je na obr. 17. Tranzistor T_1 je zapojen jako sledovač bez zatěžovací impedance v emitoru, sériový laděný obvod tvořený dvojicí varikapů D_1, D_2 a „cívkou“ L_1 v mikropáskovém nebo linkovém provedení je zapojen do báze. Stabilizace pracovního bodu je můstkového typu (R_1, R_2), někdy bývá doplněna termistorem. Pracovní bod lze nastavit odporovým trimrem R_3 . Vf energii je možno odebrat buď přes cívku L_2 nebo přes kondenzátor C_6 z odbočky na L_1 .

Základní kmitočtový rozsah určuje indukčnost cívky L_1 , typ varikapů a napěťový rozsah ladičního napětí U_L . Přesně lze rozsah nastavit (v malých mezích) volbou pracovního bodu T_1 , tedy trimrem R_3 , tak např. při změně proudu I_C z 15 na 20 mA je změna kmitočtu oscilátoru 5 až 15 MHz, při změně I_C z 20 na 30 mA lze dosáhnout změny 50 až 100 MHz. Obecně platí, že se při zvětšování proudu kmitočty oscilátoru snižuje. Pro dobrou činnost oscilátoru (tj. bez přechlívání a při patřičném výkonu) je však nutno, aby proud $I_C \approx 10$ až 15 mA. Jinak lze v malých mezích měnit kmitočty oscilátoru kondenzátorem C_1 s malou kapacitou, zapojeným paralelně k emitorovému rezistoru R_4 (C_1 lze realizovat přehýbacím plíškem).

Pokud jde o „cívku“ L_1 , nejlepší výsledky byly docíleny s mikropáskem o malé charakteristické impedanci ($Z_0 \approx 30 \Omega$), tj. co nejširším.

V oscilátoru je žádoucí použít tranzistory s mezním kmitočtem $f_T \approx 5$ GHz. Ověřeny byly BFR90 ($f_T \approx 5$ GHz) a BFG65 ($f_T \approx 8$ GHz). Zjištěné rozdíly mezi nimi byly minimální – postačí BFR90.

Základním problémem při realizaci je dosažení maximálního nutného kmitočtu, tj. 1,75 GHz + 2. mF, a potřebné přeladitelnosti $\Delta f = 800$ MHz. Řešení problému do značné míry ovlivňuje typ použitých varikapů. Na obr. 18 je porovnání oscilátorů jinak shod-



Obr. 18. Závislost kmitočtu oscilátoru SC na ladičním napětí U_L pro různé typy varikapů

ných, v nichž byly použity naše varikapy KB205B nebo zahraniční ve skleněném pouzdře, BB405B, popř. BB221 (121). Vidíme, že závislost kmitočtu na ladičním napětí U_L je zásadně příznivější pro BB405B, zvláště v oblasti vyšších kmitočtů. Použití našich varikapů činí potíže již při 2. mF = 140 MHz, při niž je nutný maximální kmitočty oscilátoru přibližně pouze 1,75 GHz + 140 MHz = 1,89 GHz. Přesto při důsledném mechanickém „zkracování“ obvodu báze $T_1 - C_5 - D_1 - D_2 - L_1$ lze takový oscilátor pro 2. mF = 140 MHz s KB205B, příp. BB221 ještě realizovat. Kondenzátor C_5 , terčíkového

typu, je nutno připojit přímo na přívod báze T_1 , zkrácený na naprosté minimum, totéž platí o varikapech. Vývody báze T_1 , C_5 , D_1 , D_2 jsou pájeny bez ostrůvků, opěrnými body jsou báze T_1 , R_6 (přívod ladičního napětí) a L_1 . Kondenzátory C_2 , C_3 , C_4 , C_6 jsou blokovací, terčíkové. Pro vyšší 2. mf (≥ 140 MHz) je použitý zahraniční varikap naprosto nutně, vyhovují BB405, poněkud hůře BB221, příp. BB121.

Teplotní závislost kmitočtu oscilátoru byla u všech prověřovaných oscilátorů obdobná: pro změnu teploty o $\Delta t = 20^\circ\text{C}$ je kmitočtový posuv $\Delta f = 2$ až 7 MHz, což pro čistý pokojový provoz se změnou teploty okolí o $\Delta t = 10^\circ\text{C}$ a odpovídající změnu kmitočtu mikrovlnného oscilátoru $\Delta f_M < 3,5$ MHz dobře vyhoví.

Oscilátor bývá od směšovače obvykle oddělen tranzistorem v běžném zapojení SE, postací BFR90. Jeho úkolem je jednak zesílit signál oscilátoru, jednak zajistit konstantní impedanci na výstupu oscilátoru. Z téhož důvodu bývá vazební kondenzátor $C_6 \leq 1$ pF.

5. Zesilovač 2. mf

Zesilovače 2. mf jsou dnes koncipovány většinou jako širokopásmové zesilovače se soustředěnou selektivitou. Jejich vlastnosti vycházejí z požadavků na co možno nekreslený přenos signálů FM družicového typu. Povšimněme si alespoň stručně (pro praktickou aplikaci nejdůležitějších) parametrů a vlastností těchto zesilovačů.

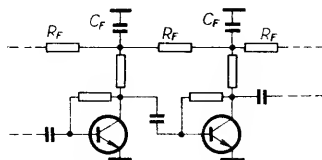
5.1 Zisk, vstupní a výstupní úroveň

Lze předpokládat, že vstupní signál, dodávaný směšovačem, bude $U_{in} \approx 1$ mV. Nutná výstupní úroveň je určena navazujícím dílem, což je buď omezovač nebo přímo demodulátor, jde-li o fázový závěs. Vzhledem k tomu, že omezovače se dnes realizují převážně v aktivní formě, tj. jako symetrické omezující zesilovače (viz dále), postačí k jejich vybuzení signál $U_0 \approx 100$ mV. Totéž platí o fázovém závěsu. Z toho vyplývá, že nutný zisk 2. mf zesilovače je $G_{2mf} \approx 40$ dB. Tím je samozřejmě míněn zisk včetně útlumu filtrů. Při použití filtrů LC je třeba počítat s jejich útlumem max. asi 6 dB, u filtrů s povrchovou akustickou vlnou (PAV) asi 26 dB. Zisk samotného zesilovače (bez filtrů) musí pak být v prvním případě asi 46 dB s nutnou rezervou (tedy asi 50 dB), v druhém případě s rezervou přibližně 70 dB. Jde obecně o značné velké zisky, zvláště pak při použití filtru PAV.

5.2 Stabilita

S velikostí zisku souvisí úzce problém stability. Zesilovač se ziskem 50 až 70 dB je žádoucí realizovat tak, aby byl pokud možno bezpodmínečně stabilní. Tento termín znamená, že se nesmí rozkmitat ani při naprosté absenci reálného odporu v generátorové a zatěžující impedanci. Jeho vstupní a výstupní impedance musí mít vždy kladné reálné složky.

Jak se vyhnout nestabilitě? Předně návrh plošných spojů zesilovače nesmí obsahovat vodiče, které by umožňovaly vznik kladné zpětné vazby (jsou to např. napájecí spoje, pomocné spoje k AVC apod.). Pokud se jim nemůžeme vyhnout, je vhodné zajistit jejich dokonalé blokování (filtrování) pro vf signál, např. způsobem z obr. 19 – napájecí vodič je mezi jednotlivými zesilovači přerušen rezistorem s malým odporem ($R_F \approx 10 \Omega$) a zablokován kondenzátorem ($C_F \approx 1$ nF) s velmi krátkými spoji, nejlépe terčíkovými. Článek $R_F C_F$ tvoří dolní propust, likvidující přenos mezifrekvenčního signálu.

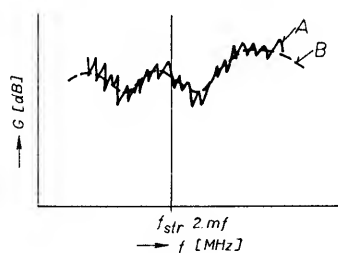


Obr. 19. Filtrování přívodů napájecího napětí

Kladné zpětné vazbě se můžeme vyhnout též vhodnou volbou zapojení jednotlivých zesilovacích stupňů. Jak známo, stupeň v zapojení SE (společný emitor) je obecně podstatně stabilnější než v zapojení SB (společná báze). Vyplývá to ze skutečnosti, že u stupně SE je vstupní signál vůči výstupnímu fázově pootočen přibližně o 180° , kdežto u SB jsou oba signály ve fázi (0°).

Vnitřní kapacitní vazba, popř. vnější parazitní kapacitní vazba jsou pak v zapojení SE negativní, záporné – tedy zlepšují stabilitu, zatímco u SB jsou tyto vazby kladné, tedy stabilitu zhoršují. Stupně SB tedy raději z našich konstrukcí vynecháme. Ostatně většina moderních tranzistorů je již od výrobce doporučena pro zapojení SE.

Avšak i stabilita relativně dokonalého stupně SE se může radikálně zhoršit a to připojením nevhodných impedancí na jeho vstup, popř. výstup. Vnitřní záporná zpětná vazba může v krajním případě přejít v kladnou a stupeň se rozkmitá. Stanovit oblasti nestability pro různé generátorové a zatěžující impedance se vymyká z rozsahu článku. Zhruba lze říci, že jsou to některé impedance mimo stav impedančního přizpůsobení s malým reálným odporem. Prvkem, který může zhoršit stabilitu mf zesilovače, je např. filtr s povrchovou akustickou vlnou (PAV). Jeho impedance má převážně kapacitní charakter, reálná sériová složka je zanedbatelná. Je-li zapojen do zesilovače, jehož stabilita není dokonalá, podstatně se zhorší přenosová charakteristika zesilovače. Na obr. 20 je přenosová charakteristika filtru PAV v provozním pásmu 2. mf. Z hlediska stability je důležité „rozkmítání“ charak-



Obr. 20. Zvlnění přenosové charakteristiky filtru PAV (B – základní signál, A – „rozkmítaný“ signál)

teristiky. Jde o nepravidelné, často velmi strmé zvlnění i s velkou amplitudou, obzvláště mimo provozní pásmo 2. mf. Zesilovač s nedokonalou stabilitou může podstatně zvětšit amplitudu tohoto typu signálu, což může zásadně narušit funkci mf zesilovače. Obecně lze říci, že je třeba se snažit, aby jednotlivé stupně alespoň z jedné strany byly zakončeny impedancí blízkou ideálnímu impedančnímu přizpůsobení, tj. reálným odporem asi 30 až 100 Ω s malými jalovými složkami.

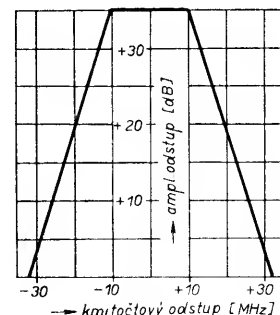
V případě, že přes naše veškeré úsilí zesilovač jeví známky nestability, je možno je zredukovat zařazením rezistorů s odporem 5 až 20 Ω do série s bázemi tranzistorů, příp. do míst s velkou impedancí zařadit tlumící paralelní odpor.

Jak jsme již uvedli, problém stability se stupňuje se ziskem zesilovače. Je tedy nutné volit zisk mf zesilovače pouze minimálně nutný, samozřejmě s rezervou s ohledem na rozptýl parametrů součástí. U širokopásmových zesilovačů se soustředěnou selektivitou musí být kontrolováno celé kmitočtové pásmo vlastního zesilovače, nikoli pouze provozní pásmo vymezené mf filtrem. Zanedbá-li se tato kontrola, pak právě zde hrozí nebezpečí nestability a parazitních přenosů. Širokopásmové zesilovače nemívají zisk v celém pásmu konstantní. Obzvláště na nízkých kmitočtech může zvětšení zisku způsobit značné nepříjemnosti. Jednou z možností, jak těmto nepříjemnostem předcházet, je omezit pracovní pásmo širokopásmových zesilovačů doplňkovým filtrem třeba velmi jednoduchého typu, např. jednoduchým poločlánkem LC (viz dále). Jakékoli omezení šířky pásma teoreticky vždy zvětšuje stabilitu zesilovače.

V souvislosti se stabilitou chceme připomenout ještě jedno hledisko, ovlivňující návrh mf zesilovače. Jak jsme již uvedli, vzniká nestabilita parazitními zpětnými vazbami kladného charakteru. Jakékoliv nežádoucí vazby vznikají v zesilovači především v místech se zvětšenou impedancí vůči zemi. V návrhu se proto snažíme taková místa likvidovat. Mohou se vyskytovat např. v obvodech paralelní zpětné vazby s obvodem RL. Obzvláště se problém zvětšení impedance vyskytuje u zapojení s MOSFET. Na rozdíl od bipolárních tranzistorů je vstupní i výstupní impedance MOSFET zásadně větší, čímž se podstatně zvětšuje i citlivost obvodu na nežádoucí vazby. Řešit tento problém umělým zmenšováním jejich impedance je nežádoucí z hlediska zisku. Unipolární tranzistory je proto nutné v amatérských konstrukcích používat co nejméně, doporučit je lze pouze jako proměnný prvek např. v obvodech AVC.

5.3 Selektivita

Požadavky na selektivitu mf zesilovače vycházejí z mezinárodních doporučení pro daný typ přenosu (PAL) a předpokládaného rušení – uvažujeme pouze signály FM-TV – byly stanoveny pouze pro předpokládané družicové vysílání v pásmu 11,7 až 12,5 GHz s šířkou pásma 1. kanálu $\Delta f = 27$ MHz. Jsou vyjádřeny křivkou tzv. ochranných poměrů, která definuje nutný odstup mezi žádoucím a nežádoucím signálem v závislosti na jejich kmitočtové poloze (obr. 21). Takový nežádoucí signál



Obr. 21. Nutný odstup mezi žádoucím a nežádoucím signálem FM-TV

může např. pocházet ze sousedního kanálu s opačnou polarizací (základní potlačení polarizací je přibližně 20 dB), nebo sousedního se shodnou polarizací, příp. i z kanálů sousední družice.

Z křivky na obr. 21 vyplývá např., že rušení na shodném kmitočtu je nutno potlačit asi o 35 dB. Totéž platí i pro signály ve vzdálenosti do 10 MHz od nosné žádoucího signálu. Pro vzdálenější (např. o 20 MHz) postačí potlačení 20 dB atd. Tyto požadavky byly stanoveny pro rušící signály s šířkou pásma 27 MHz. Praxe ukazuje, že křivka přibližně platí i pro signály „širší“, které se vyskytují u družicové TV v pásmu 11 GHz ($f = 36$ MHz).

Nejkritičtější situace, pokud jde o požadavky na selektivitu, je nesporně při příjmu vysílacích družicové TV ze satelitu „ASTRA“. Šířka pásma 1 kanálu je $\Delta f_1 = 27$ MHz, vzdálenost kanálů $\Delta f = 14,75$ MHz, popř. kanálů se shodnou polarizací $\Delta f = 29,5$ MHz. Z křivky na obr. 21 vyplývá, že sousední kanál je nutno potlačit asi o 26 dB. Jestliže pro odlišnou polarizaci dosáhneme polarizační výhybkou potlačení asi o 20 dB, je nutno „zbylých 6 dB“ potlačit selektivními obvody.

Z předchozí úvahy vyplývají orientační požadavky na tvar přenosové křivky 2. mf (viz tab. 1).

Tab. 1.

Pro útlum [dB]	je šířka pásma
3	$\Delta f_3 = 27$ MHz
6	$\Delta f_6 = 30$ MHz
10	$\Delta f_{10} = 35$ MHz

Může ovšem vzniknout námitka, že pro jiné družice s šířkou pásma větší, $\Delta f = 31$ až 36 MHz (INTELSAT, ECS...) bude přenos zkreslen filtrováním okraje vysílaného pásma. Experimentální průzkum, který byl v tomto směru udělán, ukazuje, že i pro tento typ signálu průběh z tab. 1 vyhovuje, zkreslení není při běžném pozorování patrné. K uvedené šířce pásma inklinuje též většina světových výrobců, obzvláště u přijímačů s pevnou šířkou pásma. V některých případech bývá šířka 2. mf přepínatelná, např. $\Delta f_{mf1} = 27/22$ MHz, popř. za účelem zlepšení odstupu signál/šum. Vzhledem k tomu, že šumové číslo F přijímače je spoleurčeno šířkou v f kanálu, tedy prakticky Δf_{mf1} , a to

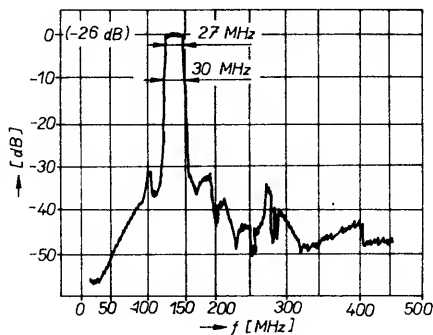
$$F = K \sqrt{\Delta f_{mf1}}$$

zlepší se při přepínání šířky pásma 27/22 MHz šumové číslo

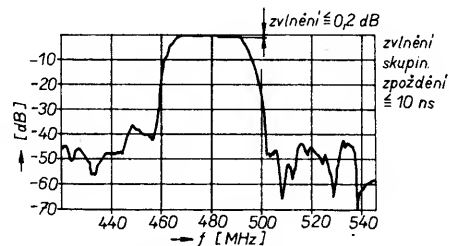
$$\Delta F = \sqrt{\frac{\Delta f_{mf1}}{f_{mf2}}} \approx 1,1 \approx 1 \text{ dB}$$

Takovéto zlepšení se uplatní pouze u značně zašuměného obrazu, běžně je sotva postřehnutelné, naopak potlačení vyšších postranních pásem se může projevit jako šumové zhoršení v sytých barvách. Příznivě se při použití filtru LC v 2. mf někdy uplatňuje zúžená šířka pásma při příjmu družice ASTRA.

Téměř ideálně řeší problém selektivity 2. mf filtr s povrchovou akustickou vlnou (PAV). V ČSSR byl již takový filtr pro pásmo 134 MHz vyvinut (ve VÚST A. S. Popova). Má vynikající parametry a s jeho výrobou bude započato v r. 1990. Tvar přenosové křivky filtru je na obr. 22. Je zřejmé, že boky přenosové křivky jsou podstatně strmější, než jak požaduje tab. 1. Výborně vyhovuje i při příjmu družice „ASTRA“. Pro likvidaci nežádoucího příjmu v širším pásmu je však



Obr. 22. Přenosová charakteristika filtru PAV 134 MHz v širším kmitočtovém pásmu



Obr. 23. Přenosová charakteristika filtru PAV 480 MHz (Siemens OFWY6950)

doplňková filtrace jednoduchým obvodem LC žádoucí.

Podobný průběh jako filtr PAV pro 134 MHz mají i obdobné filtry z dovozu. Na obr. 23 je amplitudová přenosová charakteristika filtru OFWY6950 firmy Siemens pro 2. mf = 480 MHz. Oproti filtrům pro 134 MHz má menší zvlnění v provozním pásmu 2. mf. Navíc se pro toto pásmo vyrábějí filtry s mimořádně malým zvlněním pro profesionální účely, např. typ OFWB526 Siemens.

5.4 Kvalita FM přenosu zesilovačem 2. mf

Z v f části přijímače mají na kvalitu přenášeného signálu největší vliv obvody zesilovače 2. mf. Jeho fázová nelinearita může způsobit zkreslení přenášeného TV signálu. Příznivé působení preemfáze (viz dále) však vliv filtru značně omezuje. Preemfáze zužuje aktivní část pásma 2. mf asi na 2,5 až 4,5 MHz podle velikosti zdvihu. Prakticky pouze v této části vzniká výše uvedené zkreslení a zde je tedy nutno eliminovat nelinearitu především.

Při nelinearitě fázové charakteristiky vznikají v závislosti na kmitočtu různá skupinová zpoždění (τ). To znamená, že se mohou vzájemně zpožďovat různé části spektra TV-FM, např. jasové části vůči barvosné. Typický průběh pro 3obvodový filtr je na obr. 27. Velikost τ je dána strmostí boků přenosové křivky – při zvětšování strmosti se zvětšuje τ . V tomto směru je výhodný filtr PAV, u něhož je závislost τ na strmosti malá. Celkově je však možno konstatovat, že vliv mf filtru na celkovém τ přijímače je poměrně malý.

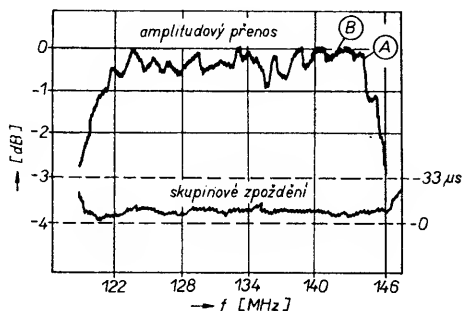
Poněkud důležitější je vliv nelinearity filtru 2. mf na zkreslení barvosného signálu diferenciálním ziskem. Jde o závislost amplitudy barvosného signálu na úrovni jasového signálu, je to tedy přeslech mezi jasovými a barvosnými informacemi. Tim se poruší původní tón barev a jejich sytost.

Obdobně vzniká zkreslení diferenciálních fází, což je závislost fáze barvosného signálu na úrovni jasového signálu. Opět se nežádoucím způsobem změní barvosný signál (fáze).

Vlivem nelinearity fázové charakteristiky se dále zkresluje i jasový signál.

Jiným, dosti nepříjemným projevem fázové nelinearity je intermodulace mezi barvosnou (f_B) a zvukovou subnosnou (f_{zv}) vzniklá nelinearitou 2. řádu, tedy zážněm $f_B - f_{zv}$ (např. $6,5 - 4,43$ MHz = 2,07 MHz). Tento nežádoucí signál spadá do jasové části spektra a způsobuje nepříjemné moaré v obrazu. Vliv preemfáze na vznik tohoto rušícího signálu je malý, je způsobován nelinearitou v úplném provozním pásmu.

V předchozím textu jsme uvedli zásadní výhodnost filtrů PAV z hlediska selektivity i průběhu τ . Jako jediná nevýhoda byly v odstavci o stabilitě uváděny oscilace přenosové křivky (amplitudové i fázové) v pracovní části přenosového pásma. Amplitudové modulace mají amplitudu asi 0,5 dB, skupinové zpoždění asi 10 až 15 ns. Jsou dobře patrné na obr. 24. Je zřejmé, že „kmitání“ (A) je superponováno na „pomalejší“ změny pře-



Obr. 24. Provozní část přenosových charakteristik filtru PAV

nosu (B). Lze konstatovat, že kmitání typu A nemá vliv na kvalitu obrazu. Naproti tomu typ B („pomalejší“) způsobuje změnu linearitu a diferenciálních parametrů a to i v pásmu zúženém preemfází ($f = 2,5$ až 4,5 MHz) – to je určitou nevýhodou filtru PAV oproti filtru LC, pokud je ovšem filtr LC přesně nastaven, tj. amplitudové a fázové symetrický vůči střednímu kmitočtu a je-li jeho střední část (± 5 MHz) „elektricky“ rovná. Nelinearita vnesená do obvodu běžným filtrem PAV je 3 až 5 %, což pro běžný provoz plně vyhoví. Existují však filtry PAV pro profesionální zařízení, jejichž kvalita je lepší.

Až doposud jsme se zabývali pasivní částí mf zesilovače, tj. jeho filtrem. Zásadně menší je vliv vlastního zesilovače 2. mf. Obecně lze říci, že zesilovače jsou převážně fázově lineární. V menší míře se u nich projevuje „konverze modulační AM na modulaci FM“. Při zvlněném průběhu amplitudové přenosové charakteristiky vzniká při provozu signálů FM parazitní modulace FM, která se přičítá k žádoucí modulaci FM nesoucí nezkrácený signál FM-TV a ten se deformuje. Je tedy žádoucí, aby z hlediska kvality přenosu byl amplitudový přenos optimální, tj. aby přenosová křivka měla minimální zvlnění ($\Delta G \leq 2$ dB).

5.5 Kmitočtový rozsah zesilovačů 2. mf

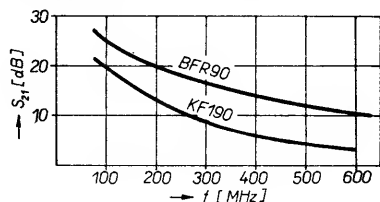
V přítomné době se používají mf zesilovače se středním kmitočtem převážně 70 MHz, 140 MHz a 480 MHz, přičemž převažuje 2. mf 480 MHz. Proberme alespoň stručně vlastnosti a výhody jednotlivých zesilovačů.

2. mf 70 MHz

Je výhodná z hlediska stavby vlastního zesilovače. Stačí levné tranzistory s nízkým mezním kmitočtem, je dosahováno velkého zisku na stupni. Na obr. 25 je závislost zisku S_{21} na kmitočtu pro běžně v ČSSR vyráběný tranzistor KF190.

Je vidět, že pro 70 MHz lze dosáhnout u tranzistoru bez zpětných vazeb zisku na

stupeň 20 až 22 dB, zatímco pro mf 140 MHz je zisk $G = 15$ až 17 dB a pro 480 MHz už pouze $G \approx 5$ dB.



Obr. 25. Kmitočtová závislost zisku S_{21} tranzistorů BFR90 a KF190 (při 7 V/15 mA)

Tím však veškeré výhody prakticky končí. Tak nízká 2. mf je zásadně nevýhodná z hlediska potlačení zrcadlového kmitočtu. Je nutný laděný filtr 1. mf s poměrně velkou selektivitou – zrcadlový kmitočet je příliš blízko aktivního signálu – pouze 140 MHz.

Obecně lze říci, že 2. mf 70 MHz je dnes na vstupu. Občas bývá využívána v mf zesilovačích s dvojným směřováním, kde vstupní část pracuje s mf velmi vysokou, např. 612 MHz, z důvodu snadného potlačení zrcadlových kmitočtů a parazitního vyzařování v pásmu 1. mf. Ovšem tento systém nese sebou i značnou složitost, takže i toto uspořádání je spíše výjimkou.

2. mf = 140 MHz, 210 MHz

Nahlédnutím do obr. 25 zjistíme, že zisk domácího tranzistoru KF190 pro daný účel ještě dobře vyhovuje. Realizace mf filtrů nečiní potíže, lze použít běžné vázané obvody. Navíc lze již v blízké budoucnosti očekávat výrobu filtrů s povrchovou akustickou vinou (PAV) i v ČR. Pro 2. mf 210 MHz se filtry PAV nevyrobí. Potřebnou linearitu detekce lze snadno zajistit.

Jedinou nevýhodou je potřeba laděného filtru k potlačení zrcadlových kmitočtů. Jeho realizace však v tomto případě nečiní zásadní potíže. Vzhledem k relativně nízkému mf kmitočtu lze souběhu dosáhnout snadno, filtr nemusí být příliš selektivní, neboť zrcadlový kmitočet je od aktivního signálu již dostatečně vzdálen, tj. o 280 MHz.

2. mf = 480 MHz

Nevýhodou, specifickou pro ČSSR, je nutnost použít pro zesilovač dovážené tranzistory např. typu BFR90. Z obr. 25 je zřejmé, že naše KF190 nestačí. Poněkud obtížnější je realizace mf filtru – tříobvodový nestačí (viz dále), filtry PAV se v ČSSR v dohledné době vyrábět nebudou. Výhodou je zmenšení relativní šířky pásma 2. mf z hlediska linearit detekce signálu FM, dále skutečnost, že není bezpodmínečně nutné použít laděný filtr k potlačení signálů zrcadlových kmitočtů. Při vzdálenosti $2 \times mf = 960$ MHz od přijímaného signálu jsou „zrcadla“ již mimo pásmo 1. mf, takže pevným filtrem s rozsahem 0,95 až 1,75 GHz je lze potlačit. Mnoho výrobců však i v tomto případě dává přednost filtru laděnému. Jedním z důvodů jsou patrně potíže při potlačování zrcadlového kmitočtu pro nejvyšší přenášené kanály. Likvidovat tyto potíže lze teprve při 2. mf ≥ 600 MHz.

Obecně lze říci, že převážná většina komerčně vyráběných přijímačů používá pro 2. mf kmitočet 480 MHz. Nutnost použít tranzistory s vyšším mezním kmitočtem zřejmě pro ně není nevýhodou, BFR90 jsou velmi levné, navíc existují různé hybridní nebo monolitické zesilovače pro tyto kmitočty. Další výhodou je možnost použít pro detektory FM IO (jako koincidenční detektory, fázové závěsy atd.). V našich podmínkách je však nutno všechny tyto obvody dovážet.

Určitou nevýhodou 2. mf 480 MHz je též nutnost dosáhnout u oscilátoru nejvyššího kmitočtu $f_{osc} = 2,2$ GHz, tedy téměř

o 350 MHz vyššího než pro 2. mf 140 MHz. Použití varikapů z dovozu je bezpodmínečně nutné.

2. mf 612 MHz

U této 2. mf odpadá laděný filtr k potlačení zrcadel v 1. mf. Postačí pevný filtr. Tato mf se většinou používá u přijímačů s dvojným směřováním, u nichž je pak 2. mf např. 70 MHz, popř. 140 MHz. Tato úprava však přijímač dosti komplikuje. Lze říci, že výhodnější by bylo realizovat jedinou 2. mf = 612 MHz. S běžnými moderními tranzistory BFG65 ale i BFR90 lze potřebného zisku dosáhnout. Rovněž detektory FM jsou z dovozu k dispozici (Plessey SL 1452). Nevýhodou je nutnost dále zvýšit kmitočet oscilátoru ($f_{osc} \approx 2,36$ GHz) a skutečnost, že filtry PAV se pro toto pásmo nevyrobí – je nutno použít filtry LC.

5.6 Filtry 2. mf

Filtry 2. mf v dnešních družicových přijímačích mají velmi rozmanitou formu, najdeme zapojení jak se soustředěnou selektivitou, tak i určité formy rozložené selektivity, filtry LC, filtry PAV a další. Obecně, komerčně vyráběné družicové přijímače konvergují k použití filtrů PAV, popř. k soustředěné selektivitě, která umožňuje snadněji realizovat přepínání šířky pásma 2. mf.

Pro případ realizace filtrů 2. mf = 70 až 210 MHz filtrem LC lze doporučit spíše filtr soustředěné selektivity. Vychází podmínky pro návrh jsou dány tab. 1 z odstavce o selektivitě 2. mf. Filtr lze vypočítat několika metodami, které byly publikovány i v AR, např. [4], [5]; vždy jsou však uvažována určitá zjednodušení, která výpočet znehodnocují – výsledky jsou pro rozsah VHF-UHF nepřesné – lze je považovat pouze za informativní, experimentální zpřesnění – často dosti zásadní – je nutné. Výhodné je používat k návrhu tzv. katalog filtrů [6].

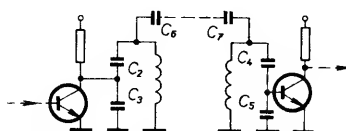
Při realizaci je důležité impedanční přizpůsobení mezi filtrem a předchozím stupněm s výstupní impedancí Z_g (generátor) i následujícím stupněm se vstupní impedancí Z_z (zátěž). Je-li filtr navržen pro charakteristickou impedanci Z_F , musí platit

$$Z_g \approx Z_z = Z_F,$$

kde Z_g a Z_z jsou impedance komplexně sdružené se Z_F . Velmi přibližně lze pro moderní bipolární tranzistory předpokládat, že i v našem zapojení bude vstupní impedance dána parametrem S_{11} [7], výstupní parametrem S_{22} – oba najdeme v katalogu. Pro oblast VHF a tranzistory KF190, BFR90, BFG65 lze opět přibližně odhadnout, že $S_{11} \approx 30 \Omega \pm jX_1$, $S_{22} \approx 150 \Omega \pm jX_2$. O reaktancích ($\pm jX_{1,2}$) lze předpokládat, že se vykompenzují nastavením filtru.

Filtr bude většinou vřazen mezi výstup a vstup tranzistorů, tedy mezi $R_g \approx 150 \Omega$ a $R_z \approx 30 \Omega$. Tyto odpory je nutno přetvářet na R_F . Pro kmitočtový obor VHF toho lze nejvýhodněji dosáhnout kapacitním děličem (obr. 26), když rozdělíme původní ladicí kapacity (C_1) na dvě sériově řazené: na vstupu C_2, C_3 , na výstupu C_4, C_5 . Vzhledem k tomu, že jde vždy o sériovou kombinaci obou kapacit, musí platit

$$C_1 = \frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3} = \frac{C_4 C_5}{C_4 + C_5}$$



Obr. 26. Impedanční přizpůsobení filtru kapacitním děličem

Impedanční převod na vstupu (p_1) a výstupu (p_2) bude:

$$p_1 = \frac{R_F}{R_g}; \quad p_2 = \frac{R_F}{R_z}$$

a hledané kapacity obou kondenzátorů obou děličů

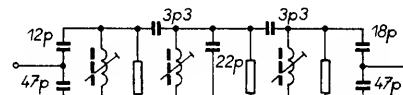
$$C_2 = \frac{p_1 C_1}{p_1 - 1}, \quad C_3 = p_1 C_1;$$

$$C_4 = \frac{p_2 C_1}{p_2 - 1}, \quad C_5 = p_2 C_1;$$

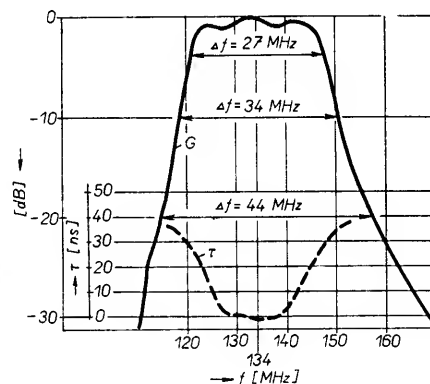
Při experimentálním nastavení filtru se může v určitém rozmezí změnou kapacitního děliče měnit impedanční přizpůsobení a tím i provozní činitel jakosti filtru. Projeví se to především změnou strmosti boků přenosové křivky filtru. Nepřizpůsobení nesmí ovšem překročit mez, kdy by se podstatně zvětšoval útlum filtru. Jinak je možno provozní jakost Q obvodů měnit též mírným zatlučením rezistorů.

Vazbu mezi obvody filtru pro 2. mf 70 až 210 MHz (obr. 26) lze nejjednodušeji realizovat sériovými kondenzátory (C_6, C_7). Změnou jejich kapacity je možno měnit šířku pásma filtru.

Kapacitně vázaný, 3obvodový filtr pro 2. mf 140 MHz najdeme na obr. 27. Amplitudový přenos a skupinové zpoždění jsou na obr. 28. Filtr byl vřazen mezi tranzistory KF190.



Obr. 27. Tříobvodový filtr pro 2. mf 134 MHz

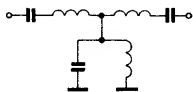


Obr. 28. Amplitudová přenosová charakteristika a průběh skupinového zpoždění k obr. 27

Prohlédneme-li si podrobněji křivku amplitudového přenosu, vidíme, že horní hrana je méně strmá než dolní, což poněkud odporuje optimálnímu tvaru danému požadavky na ochranný poměr z obr. 20. Výhodnější by bylo, kdyby horní hrana byla strmější než dolní. Průběh je dán typem vazby a ta byla zvolena vzhledem ke své jednoduchosti a realizovatelnosti. Přes tuto nevýhodu filtr dobře vyhovuje požadavkům na selektivitu z tab. 1. Podobný filtr lze realizovat i pro 70, popř. 210 MHz.

Samozřejmě lze výše uvedený filtr impedančně přizpůsobit též indukční odbočkami na ladicích cívkách. Počet závitů odboček je dán

$$p_1 = \sqrt{\frac{R_F}{R_g}} = \frac{n_1}{n_2}, \quad \text{popř. } p_2 = \sqrt{\frac{R_F}{R_z}} = \frac{n_3}{n_4}.$$



Obr. 29. Zobelova pásmová propust (článek K)

Realizace odboček je však dosti nepříjemný problém, obvykle dáváme přednost kapacitním děličům. Tvar přenosové křivky není tímto typem nepřizpůsobení příliš ovlivněn, zůstává shodný jako u kapacitních děličů.

Někdy bývají pásmové filtry (propusti) vytvářeny kombinací Zobelových článků (obr. 29). Jejich nastavení je však obtížnější a při stejném počtu rezonančních obvodů, jako má filtr z obr. 27, je strmost boků přenosové křivky většinou horší. Souhrnně lze konstatovat, že pro pásmo 2. mf 70 až 210 MHz je nejvýhodnějším filtrem LC soubor kapacitně vázaných paralelních obvodů. Pro splnění požadavků z tab. 1 postačí tři obvody.

Poněkud odlišná je situace v pásmu mf = 480 až 610 MHz. Pro kapacitně vázané obvody vychází kapacita vazebních kondenzátorů příliš malá ($C_v \leq 1$ pF). Většinou bývá filtr sestaven z rezonančních obvodů, vázaných buď vzájemnou indukčností (obr. 30) nebo přes bočník (b – vyznačeno čárkou), je-li potřeba vazbu zvětšit. Vzhledem k tomu, že požadavky na selektivitu jsou pro všechny kmitočtové rozsahy mf absolutně stejné, avšak střední kmitočty je zásadně vyšší, tříobvodový filtr již nevyhovuje. Vyhovujícím řešením jsou dvě dvojice obvodů (obr. 30), oddělené částí zesilovacího systému 2. mf. Smyslem rozdělení filtru na dvě části je především zjednodušené nastavení. Úplný 4obvodový filtr má přenosovou charakteristiku podobnou jako na obr. 28, plně vyhovuje tab. 1. Šířku pásma lze snadno zmenšit na 20 až 22 MHz/3 dB posunutím odboček k zemním koncům „cívky“. Rozměry jsou na obr. 30. „Cívky“ mají tvar nesymetrického vedení, vstupní a výstupní odbočka vytváří impedanční přizpůsobení přibližně pro 70 až 100 Ω , takže dvojici lze vřadit mezi bipolární tranzistory. Pro oddělení obou dvojic z obr. 30 lze doporučit alespoň dvoustupňový zesilovač Z (obr. 30).

způsobení pro běžných 50 až 75 Ω , je činitel stojatých vln $\text{ČSV} \geq 10$. Likvidovat toto nepřizpůsobení zařazením přizpůsobovacích obvodů do vstupu a výstupu výrobce filtrů PAV nedoporučuje, důvod se neuvádí. Předpokládá se, že generátorová impedance připojovaná ke vstupu filtru PAV bude 50 až 75 Ω . Optimální zatěžovací impedance je doporučována $Z_z \approx 200 \Omega$ (max. přenos), popř. $Z_z = 100$ až 300 Ω . Zkušenosti s provozem filtrů PAV ukazují, že je možný i při částečném impedančním přizpůsobení, např. kompenzací reakce filtru. V takovém případě je však nutné, aby připojený zesilovač byl mimořádně (bezpodmínečně) stabilní. Přínos takového uspořádání – menší útlum filtru – však obvykle nevyváží nevýhody. Z toho důvodu se obvykle filtry PAV provozují mezi impedancemi 50 až 100 Ω , přičemž zatěžovací impedance by měla být větší. Přenosovou charakteristiku takto provozovaného filtru čs. výroby jsme uvedli na obr. 24. Útlum v provozním zapojení je 23 až 28 dB. Zároveň na obr. 24 najdeme průběh skupinového zpoždění.

O výhodách i nevýhodách filtrů PAV jsme již mluvili v předchozích odstavcích o stabilitě, selektivitě a jakosti přenosu. Stručně jen připomeňme výhody: 1. Výborná selektivita. 2. Relativně malé skupinové zpoždění v celém pásmu 2. mf nezávisle na strmosti boků přenosové křivky. 3. Odpadá nastavení filtru, neexistuje riziko nesprávného nastavení. Nevýhodou je: 1. Velký útlum. 2. Zvlnění amplitudové charakteristiky a skupinového zpoždění a příslušné zhoršení linearity („u profesionálních“ filtrů prakticky odpadá). 3. Nevýhodná impedance. Všechny nevýhody však lze vhodným zapojením eliminovat. Tendence ve využití filtrů PAV je zatím jednoznačná – jejich využívání se rozšiřuje, výroba se soustřeďuje na pásmo 2. mf = 480 MHz.

5.7 Vlastnosti zesilovače 2. mf

Z předchozích obecných úvah o vlastním zesilovači vyplynulo především, že musí mít zisk $G \approx 45$ až 50 dB při filtru s obvody LC, $G = 70$ až 75 dB při filtrech PAV, minimálně

vače. Výhodné je použít omezující integrovaný symetrický zesilovač, neboť pak odpadá omezovač, příp. AVC. Pro 2. mf = 140 MHz je takto sestaven zesilovač v starším družicovém přijímači firmy SALORA. Použit byl integrovaný obvod CA3102F, RCA. V novějších přijímačích, u nichž je omezovač vestavěn již do IO demodulátoru, se používají různé typy nesymetrických zesilovačů, jako OM361 (Philips) apod. Diskrétně realizované mf zesilovače jsou však stále běžné. Při realizaci jím stále dáváme přednost.

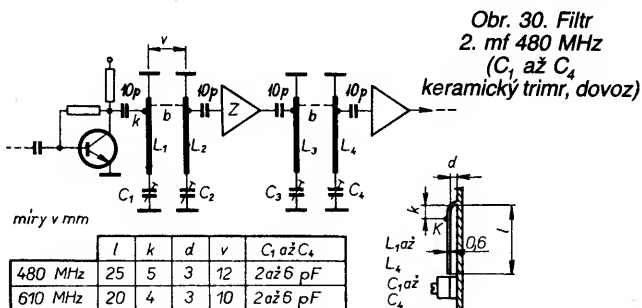
Vratme se tedy k tranzistorovým zesilovačům. Z křivek na obr. 3, 25 lze odvodit tab. 2, kde pro dva základní typy tranzistorů a zvolené mf pásmo nalezneme zisk na stupeň (G_1).

Měřené tranzistory z obr. 3, 25 byly použity bez jakékoli korekce přenosu. Přenosová charakteristika však s kmitočtem klesá. Zmenšení zisku pro jeden stupeň a šířku pásma 27 MHz je rovněž v tab. 2 (ΔG_{27}), ΔG pro celý zesilovač je přibližně dáno počtem stupňů mf zesilovače a velikostí ΔG_{27} . Zmenšující se, popř. zvlněný přenos způsobuje při modulaci FM nežádoucí parazitní modulaci AM, která může být konvertována příslušnými nelinearitami v zesilovacím řetězci na parazitní modulaci FM – pak se zhoršuje celková linearita i diferenciální parametry. Experimentálně bylo zjištěno, že $\Delta G \leq 3$ až 4 dB nezhoršuje ještě znatelně subjektivní jakost výsledného obrazu.

Z tab. 2 je zřejmé, že bez korekce, tj. vyrovnání přenosové charakteristiky lze realizovat mf zesilovač se ziskem 40 až 70 dB pouze pro pásmo 480 MHz, popř. pro pásmo 70 MHz se dvěma BFR90 se ziskem 45 až 50 dB. Jinak je nutno průběh zisku korigovat. U kvalitních zařízení je žádoucí korigovat průběh vždy.

Jakým způsobem lze vyrovnat klesající přenosové charakteristiky? Zásadně existují dva způsoby: 1. Zpětnými vazbami, 2. obvody LC – horní propusti, u níž je využita její náběžná hrana, obdobně jako u vstupního zesilovače. Obě varianty byly již na stránkách AR popsány [7]. Zde pouze stručně zopakujeme:

Obecné zapojení zesilovače se zpětnými vazbami používáme přibližně do 300 MHz



Obr. 30. Filtr 2. mf 480 MHz (C_1 až C_4)

Tab. 2.

mf	70 MHz		140 MHz		480 MHz	
	G_1	ΔG_{27}	G_1	ΔG_{27}	G_1	ΔG_{27}
KF190	20 až 22	1,5 až 2	15 až 17	1,5 až 2	6	–
BFR90	25 až 27	1,2	22 až 23	1,5 až 2	13 až 14	0,4

Údaje zisku v dB.

V poslední době inklinuje řešení problému filtrů 2. mf k využití filtrů s povrchovou akustickou vlnou (PAV, angl. SAW). Připomeňme si stručně funkci a hlavní problémy [6].

Filtr PAV se skládá ze dvou měničů: vstupního měničového přicházející elektrickou energii v akustickou („elastickou“) a výstupního, který přeměňuje akustickou energii opět v elektrickou. Při konstrukci filtrů PAV se využívá vlastností piezoelektrických látek, nejčastěji litiumniobátu. Vlastní měniče mají formu elektrod nanesených na piezoelektrickou destičku.

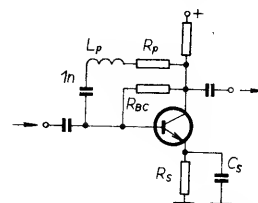
Po elektrické stránce má vstupní a výstupní impedance převážně kapacitní charakter. Uvažováno v pojmech impedančního přizpůsobení

zvlněnou přenosovou charakteristiku ($\Delta G \leq 2$ dB), velikost výstupního signálu asi 100 mV a výbornou stabilitu. Zesilovač musí být doplněn filtrem, který byl definován v tab. 1.

Jak takový zesilovač realizovat? Zásadně existují dvě možnosti, buď z diskretních součástí nebo z integrovaných obvodů. Ve většině případů přichází v úvahu první z obou variant. Otázka typu tranzistorů byla již diskutována. Je zřejmé, že pro 2. mf = 70 až 210 MHz dobře vyhoví náš KF190, pro 2. mf = 480 MHz je nutný BFR90, popř. jeho varianty. Použití KF190 pro nižší mf pásma je výhodné nejen z hlediska dostupnosti, ale též z hlediska útlumu signálu oscilátoru (> 1 GHz), který proniká na vstup mf zesilovače, v tomto směru reprezentuje KF190 dolní propust.

V zahraničních zapojeních se občas objevují v zesilovačích 2. mf integrované zesilo-

(je na obr. 31). Na obrázku jsou vyznačeny dvě zpětné vazby, sériová a paralelní. Sériovou vyvolává R_S a kmitočtově koriguje (vyřazuje) C_S , paralelní je způsobena R_P a kmitočtově koriguje indukčností L_P ; R_{BC} a R_C určují pracovní bod tranzistoru. Obě zpětné vazby zmenšují zisk tranzistoru. Zisk se zmenšuje při zmenšujícím se R_P a zvětšujícím se R_S [7]. Pro vzájemný vztah R_P a R_S bývá udáván



Obr. 31. Zesilovač s paralelní a sériovou zpětnou vazbou, korigovanou kmitočtově

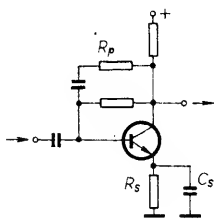
výraz

$$R_p R_S = Z_0$$

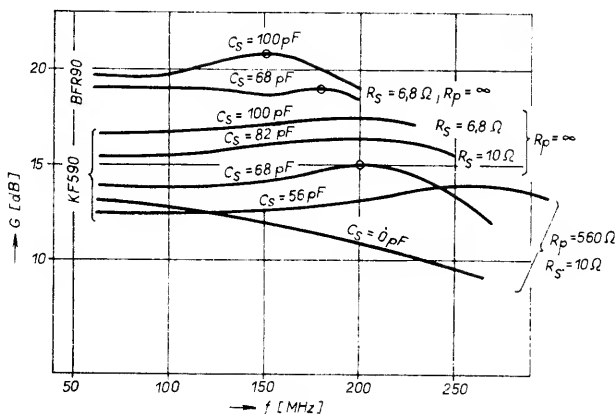
kde Z_0 je požadovaná vstupní a výstupní impedance. Výraz lze považovat pouze za informativní. Zásadně však platí, že se impedance Z_0 zmenšuje se zvětšující se paralelní zpětnou vazbou a zmenšující se sériovou zpětnou vazbou a že čím větší je zpětná vazba, tím příznivější je průběh vstupní a výstupní impedance.

Při realizaci zesilovače se zpětnými vazbami bývá snahou nepoužívat cívky. Tato možnost existuje – celkovou kmitočtovou korekci je nutno soustředit do obvodu sériové zpětné vazby (C_S); případně je možno paralelní zpětnou vazbu vůbec vypustit. V tom případě však nebude splněn impedanční princip daný výrazem $R_p R_S = Z_0$.

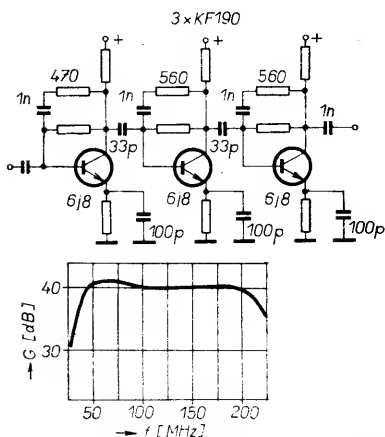
Více o těchto problémech napoví několik realizovaných zapojení zpětnovazebních zesilovačů. Na obr. 32 jsou přenosové křivky



Obr. 32. Zesilovač s paralelní a sériovou zpětnou vazbou, korigovanou kmitočtovou kondenzátorem C_S



jednostupňového zesilovače s oběma zpětnými vazbami, avšak s kmitočtovou korekcí asi do 160 až 200 MHz pouze kondenzátory C_S v emitoru a to alternativně pro tranzistory KF190 a BFR90. Dobře je patrná funkce změny kapacity korekčního kondenzátoru, tj. postupné vyřazování sériové zpětné vazby. Maxima zisku se dosáhne při paralelní rezonanci vlastní indukčnosti rezistoru R_S a kondenzátoru C_S (označeno kroužkem). V této oblasti se však zesilovače neprovazují, jsou impedančně nevýhodné. Z obr. 32 je dále zřejmé, že lze realizovat zesilovač s jedinou zpětnou vazbou ($R_p = \infty$). Zpětná vazba je pouze sériová, korigovaná kondenzátorem – impedance pro oblast 140 MHz je však nevýhodná, ČSV = 3 až 4. Přidáním paralelní zpětné vazby $R_p \approx 470$ až 560Ω se zlepší ČSV ≤ 2 , zisk se však zmenší asi o 2 až 3 dB.

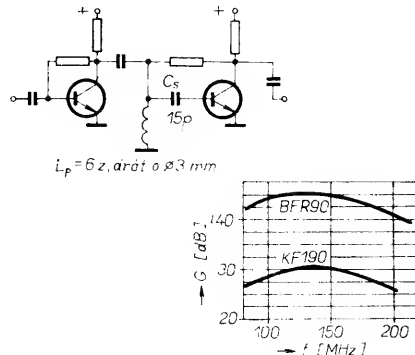


Obr. 33. Třístupňový zesilovač se zpětnými vazbami

Zesilovače z obr. 32 je možno řadit za sebou a vytvářet tak několikastupňové zesilovače. Jako příklad uvádíme třístupňový zesilovač s tranzistory KF190 (obr. 33).

Co je třeba učinit, abychom korigovanou (vyrovnanou) kmitočtovou oblast posunuli k vyšším kmitočtům? Princip je patrný z obr. 32; předně je třeba zmenšit $C_S \leq 56$ pF (posuv rezonance k vyšším kmitočtům) a zároveň zvětšit zpětnou vazbu, tj. zmenšit $R_p \leq 470 \Omega$, zvětšit $R_S \geq 10 \Omega$. Rozšíření šířky pásma směrem k vyšším kmitočtům je ovšem vždy doprovázeno zmenšením zisku.

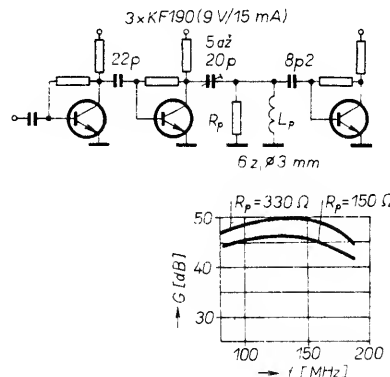
Další variantou zesilovačů s vyrovnanou kmitočtovou charakteristikou jsou zesilovače bez zpětných vazeb, doplněné členem LC, který zabezpečí vzestup kmitočtové charakteristiky podobně, jak jsme již uvedli u zesilovačů 1. mf. Jsou to tedy opět čtyřpóly typu horní propust, často v degenerované formě, u nichž se ke korekci klesající kmito-



Obr. 35. Dvoustupňový zesilovač pro 2. mf 140 MHz

Je zřejmé, že se dvěma tranzistory BFR90 je možno realizovat mf zesilovač 140 MHz se ziskem $G \approx 45$ dB. Nahradíme-li tranzistory BFR90 ještě lepšími BFG65, dosáhne zisk tohoto zesilovače $G \approx 48$ až 50 dB. Impedance vstupu i výstupu odpovídá ČSV ≤ 3 . Skupinové zpoždění je zanedbatelné.

Úplným Zobelovým článkem K podle obr. 34d lze vyrovnat přenosovou charakteristiku v pásmu 2. mf ≈ 140 MHz i třístupňového zesilovače. Takové zapojení je na obr. 36 (s tranzistory KF190). Přenosové parametry jsou velmi výhodné, včetně malého skupinového zpoždění $\tau \approx 0,5$ ns.



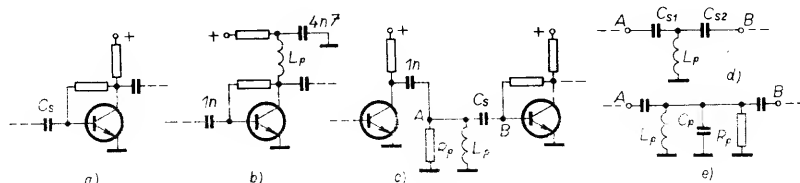
Obr. 36. Třístupňový zesilovač pro 2. mf 140 MHz

tové charakteristiky tranzistoru používá náběžné hrany přenosové charakteristiky, přičemž na nejvyšším kmitočtu bývá dosaženo stavu přizpůsobení.

Přehled členů, které lze obecně použít pro vyrovnání kmitočtové charakteristiky je na obr. 34. První zapojení (obr. 34a), charakteristické malou kapacitou kondenzátoru C_S , se používá prakticky pouze k detailnímu ovlivnění přenosu. Častěji lze spatřit zapojení podle obr. 34b, u něhož L_p tvoří kolektorovou impedanci korigovaného tranzistoru.

Jestliže hodláme jedním obvodem vyrovnat charakteristiku několikastupňového zesilovače, je nutno použít čtyřpóly, které mají radikálnější změnu přenosu. Dobře se osvědčuje Zobelův poločlánek horní propusti (C_S, L_p) na obr. 34c. Lze jím vyrovnat přenos dvou stupňů najednou. Pro splotnění průběhu je možno zařadit tlumící rezistor R_p , samozřejmě za cenu zvětšení útlumu. Pro ještě výraznější ovlivnění přenosové charakteristiky je možno použít úplného Zobelova článku K, např. podle obr. 34d, případně dolní hranu přenosové charakteristiky rezonančního obvodu (obr. 34e), popř. ztluměného R_p , který navíc podstatně zužuje pásmo samotného mf zesilovače a přispívá k celkové selektivitě a stabilitě.

Na obr. 35 je výhodné zapojení dvoustupňového zesilovače s KF190, popř. BFR90.



Obr. 34. Vyrovnání přenosové charakteristiky zesilovačů 2. mf

Předchozí úvahy o mf zesilovačích se týkaly především mf = 140 až 210 MHz. Použijeme-li mf = 480 MHz, je situace jednodušší. Jak jsme již uvedli, není nutno amplitudově vyrovnat přenosovou charakteristiku, relativní šířka pásma je podstatně menší, použité tranzistory mají zásadně vyšší f_T . Volba tranzistorů je omezena na dovozní: postačí BFR90(91), výhodnější je BFG65. Zisk na stupeň je 10 až 12 dB (BFR90), popř. 14 až 16 dB (BFG65).

Nedílnou součástí mf zesilovače je filtr. Vhodné typy jsme již uvedli, je však otázkou, kam jej zařadit; na vstup, doprostřed zesilovače, na konec? Na první pohled se jeví jako nejvýhodnější první alternativa: Filtr potlačí všechny nežádoucí produkty jako signál oscilátoru, vedlejší směšovací produkty apod. již na vstupu zesilovače. Skutečnost je však taková, že tyto produkty jsou kmitočtové téměř vždy mimo pásmo 2. mf, zvláště je-li 2. mf $\ll f_{osc}$. Umístění filtru na vstupu zesilovače má však jednu zásadní nevýhodu – tou je možnost zhoršení šumových poměrů na výstupu mf zesilovačů. Je to dáno extrémní šumovou šířkou pásma (Δf_s) širokopásmových mf zesilovačů. Z obr. 32 až 36 vyplývá, že Δf_s pro zpětnovazební mf zesilovač 140 MHz je přibližně 300 MHz, pro zesilovač s reaktančními členy $\Delta f_s \approx 200$ MHz. Šumové napětí na vstupu zesilovače je dáno výrazem

$$U_s = F_u U_T = F_u \sqrt{KT_0 \Delta f_s R}$$

kde F_u je šumové číslo v napěťových jednotkách,

R reálný vstupní odpor ($R \approx 75 \Omega$),

$K = 1,38 \cdot 10^{-23}$,

$T_0 = 293 + \text{teplota okolí}$.

Předpokládáme, že $F \approx 6$ dB, kdy $F_u = 2$, $T_0 = 333 \text{ K}$; pak je $U_s \approx 16,5 \text{ mV}$ pro $f_s = 200 \text{ MHz}$,

$U_s \approx 20 \text{ mV}$ pro $f_s = 300 \text{ MHz}$.

Při zisku $G = 50$ dB bude na výstupu zesilovače šumové napětí $U_s = 5,2 \text{ mV}$, popř. $6,3 \text{ mV}$, což reprezentuje zhoršení odstupu signál/šum (např. z původních 15 dB) o 2 až 3 dB. Námitka, že poměr signál/šum je dán nejvyšší částí (videofiltr) celého řetězce, platí pouze při dokonalé linearitě řetězce. V našem případě však tomu tak není (omezovač).

Umístění filtru na vstup je tedy zřejmě nežádoucí. Navíc, pokud by byl filtr zařazen přímo za směšovač, může se, při proladování oscilátoru, rozladovat vlivem změn výstupní impedance směšovače.

Osvědčuje se umístit filtr přibližně doprostřed, např. mezi dva dvoustupňové zesilovače s tranzistory KF190 při použití filtru PAV, popř. dvoustupňový a jedноступňový při filtru LC.

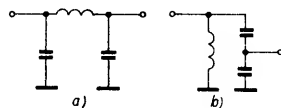
Jak jsme již uvedli, je do jisté míry žádoucí potlačit signál oscilátoru na vstupu do mf zesilovače. Pro tento účel se hodí jednoduchý filtr, např. dolní propust jako Zobelův článek K (obr. 37a) nebo zatlumený rezonanční obvod s patřičnou impedanční transformací (obr. 37b).

6. Demodulátor FM

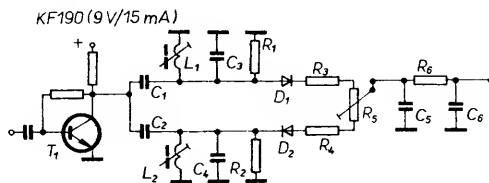
K demodulaci družicového TV signálu se v přítomné době používá několik typů detektorů.

Demodulátor Travisův

Je to jeden z nejstarších demodulátorů vůbec. Jeho využití pro daný účel je umožněno především jeho širokopásmovostí, dob-



Obr. 37. Vstupní filtry pro 2. mf zesilovače



Obr. 38. Základní zapojení Travisova demodulátoru

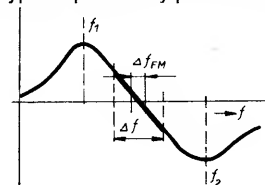
rou linearitou, snadným nastavením, součástkovou nenáročností. Základní schéma je na obr. 38. Vstupní signál 2. mf je zesílen (T_1) a rozdělen do dvou, pokud možno shodných větví, např. dvěma kondenzátory C_1 , C_2 . V každé větvi je paralelní laděný obvod ($L_1 C_3$, popř. $L_2 C_4$) s rezonančním kmitočtem f_1 , f_2 . Oba obvody jsou zatlumeny rezistory R_1 , R_2 . Signály z nich jsou detekovány obráceně pólovými diodami D_1 , D_2 , přičemž kmitočtové pracovní oblasti, ležící na bocích rezonančních křivek, vytvářejí S-křivku (obr. 39). Signál FM 2. mf je detekován. Oba detekované signály jsou sečteny, jejich správná úroveň je nastavena trimrem R_5 . Filtr $C_5 C_6 R_4$ odfiltruje zbytek vf (2. mf), zůstane základní signál (Baseband – B.B.), tj. video a zvuk.

Rezonanční kmitočty f_1, f_2 spolu s tlumícími rezistory R_1, R_2 jsou voleny tak, aby pracovní oblast (Δf , obr. 39) S-křivky, tj. závislost kmitočtu vstupního signálu na velikosti výstupního signálu, byla co nejlineárnější. Oba rezonanční obvody by se měly ovlivňovat co nejméně (malé C_1, C_2), zjednoduší se tím nastavení demodulátoru.

Praktické provedení se často značně liší od vzoru z obr. 38. Místo vazebních kondenzátorů lze použít rezistory nebo rozbočovač (R) s velkou „izolací“ mezi jednotlivými výstupy (obr. 40a). V jiné variantě je zařazen v obou větvích tranzistorový zesilovač (obr. 40b). Jinou modifikaci představuje zapojení na obr. 40c, u něhož odporový trimr R_1 , předřazený C_1 a C_2 , umožňuje měnit poměr energie dodávané do obou větví. Snad nejdokonalější Travisův demodulátor je na obr. 40d. Na vstupu je omezovač O se dvěma symetrickými výstupy, např. K500LP216 (SSSR), popř. GXB10116 (Philips). Ke každému výstupu je připojena jedna větev demodulátoru, ovšem přes dva zesilovače (Z_1, Z_2), neboť výstupní signál omezovače je příliš malý (asi 250 mV). Je nutno si uvědomit, že pro dobrou funkci demodulátoru je třeba dodávat oběma diodám dostatečně velký signál, tj. pro běžné křemíkové diody přibližně o efektivním napětí 1 V, pro Schottkyho diody asi 0,5 V. Jinak by parametry detektoru značně kolísaly s teplotou – diody by pracovaly v koleně převodní charakteristiky. Dnes používáme pro daný účel téměř výhradně Schottkyho diody – pro vybuzení detektoru pak postačí signál o efektivním

napětí, které produkuje běžný vf tranzistor ($\approx 0,5 \text{ V}$), pro 2. mf = 70 až 200 MHz postačí KF190.

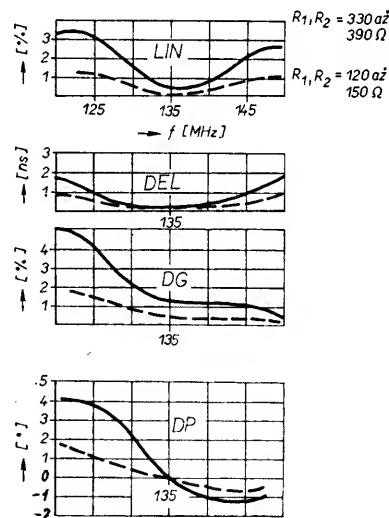
Průzkum uvedených variant demodulátoru ukázal, že pro daný účel vyhoví plně i to nejjednodušší uspořádání podle obr. 38. Naměřené typické parametry pro dvě alternati-



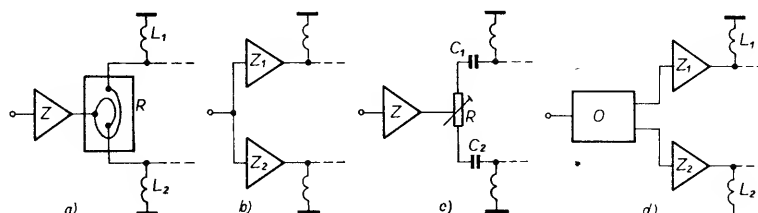
Obr. 39. S-křivka demodulátoru FM

vy tlumení rezonančních obvodů jsou na obr. 41. Vidíme, že demodulátor je definován podobnými parametry jako mf zesilovač, tj. linearitou (LIN), průběhem skupinového zpoždění (DEL), diferenciálním ziskem (DG) a diferenciální fází (DC). Jejich význam jsme již uváděli. Pro individuální přijímač s rezervou vyhoví parametry odpovídající tlumení $R_1, R_2 = 330 \Omega$ (příp. 390 Ω), tj. $LIN \leq 5 \%$, $DEL \leq 5 \text{ ns}$, $DG \leq 5 \%$, $DP \leq 5^\circ$. Varianta s větším tlumením ($R_1, R_2 = 150 \Omega$) vyhoví i pro náročnou aplikaci u přijímačů pro skupinový příjem (domovní rozvody). Čím bude větší tlumení (menší R_1, R_2), popř. čím vzdálenější budou f_1 a f_2 od středního kmitočtu, tím budou lepší parametry, ale též tím bude menší výstupní signál. Pro $R_1, R_2 = 330 \Omega$ je mezivrcholový výstupní signál asi 5 až 10 mV. I v tomto případě platí to, co bylo řečeno v odst. o mf zesilovačích o redukcii vlivu výše uvedených parametrů na kvalitu signálů vlivem působení preemfáze: důležitá je především kmitočtová oblast asi $\pm 2,5$ až 4,5 MHz okolo středu pásma 2. mf.

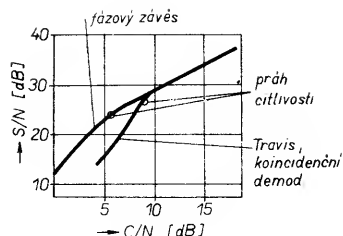
Travisův demodulátor je použitelný prakticky při všech běžných kmitočtech 2. mf, tj. 70 až 480 MHz. Dokonce se osvědčil i pro



Obr. 41. Parametry Travisova demodulátoru z obr. 38



Obr. 40. Modifikace Travisova demodulátoru



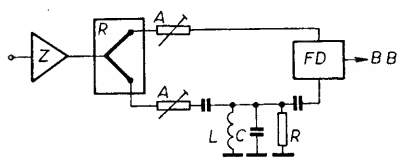
Obr. 42: Závislost S/N na C/N

přímou detekci signálu 1. mf v okolí 1 až 1,5 GHz.

Velmi důležitou vlastností demodulátorů FM je zlepšení výstupního poměru signál/šum (S/N) ke vstupnímu (C/N). Tento „šumový zisk“ je vyneseno v obr. 42 a to jednak pro Travisův, příp. koincidenční demodulátor, jednak pro demodulátor s fázovým závěsem. V obou případech je vyznačen tzv. práh citlivosti, což je zlom na obou křivkách. Pro Travisův demodulátor je šumový práh v oblasti C/N = 9 až 10 dB. Hlavní přínos ve zlepšení S/N nastává nad prahem C/N > 10 dB. Tato skutečnost je provozně plně vyhovující, protože běžný příjem družicové TV je realizován prakticky vždy pro C/N > 10 dB, běžně je C/N = 12 až 18 dB. Z křivek na obr. 42 je zřejmé, že pro tento C/N mají všechny typy demodulátorů shodný šumový zisk. Upozorňujeme, že pod pojem šum, S/N, je míněn jak termální šum, jaký známe z příjmu pozemských vysílačů („mravenčení“), tak i prolukový šum (truncation noise), specifický pro příjem družicové TV s FM modulací. Jsou to známé nepřijemné krátké proušky (spikes, „spajks“), bílé a černé; při vyladění je počet obou shodný. Pro C/N ≥ 14 dB prolukový šum vymizí, termální se plynule zmenšuje se zvětšováním C/N. Velikost C/N se zvětšuje se zmenšováním šumového čísla mikrovlnné (vnější) jednotky a se zvětšováním zisku antény.

Koincidenční demodulátor

Je to modifikace synchronního demodulátoru. Základní zapojení jedné z variant je na obr. 43. Pro koincidenční demodulátor je potřeba rozbočit (R) patřičně zesílený vstup-

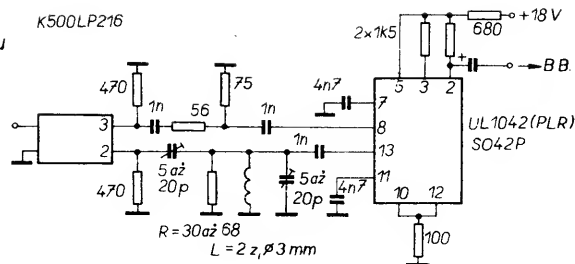


Obr. 43: Princip koincidenčního demodulátoru

ní signál 2. mf do dvou, co možná vzájemně izolovaných, paralelních větví. Jedna větev – „přímá“ – bez kmitočtové závislosti reaktančních členů pouze s patřičným útlumem (A) přivádí signál na jeden ze vstupů fázového demodulátoru FD. V druhé větvi je zařazen kmitočtově závislý fázovací obvod LC, podle potřeby zatlučený rezistorem R. Signál, jehož fáze se mění podle okamžitého kmitočtu FM, je přiveden na druhý vstup fázového demodulátoru. Na výstupu obdržíme úplný základní signál, tedy video se zvukem na patřičné subnosné.

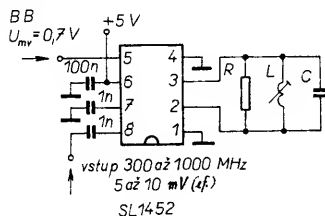
Provozní kmitočet a ostatní parametry určuje především fázovací obvod. Musí pracovat v oblasti s co největší kmitočtovou změnou fáze, avšak zároveň i s dobrou linearity. Tu lze navíc zlepšit zvětšením tlumení (zmenšením R). Fázovací obvod bývá realizován jako paralelní nebo sériový obvod s provozním kmitočtem na boku rezonanční křivky. Lze však použít i vhodný článek, T, popř. II.

Obr. 44. Provozní zapojení koincidenčního demodulátoru



Pro směšovač lze použít IO např. S042P (Philips), MC1496 (Motorola) apod., případně směšovač ze Schottkyho diod (např. KAS44, TESLA). Diodový směšovač má ovšem menší citlivost, signál je třeba zesilovat. Signál lze rozložit na dvě větve např. kapacitně. Je-li však detektor zapojen za symetrický omezovač (jako je např. dříve uvedený IO K500LP216), lze pro napájení obou větví demodulátoru použít přímo oba výstupy omezovače. Praktické zapojení s IO S042P pro mf = 134 MHz je na obr. 44. Linearita v pásmu 134 až 135 MHz je asi 4 až 5 %, skupinové zpoždění 5 až 6 ns, diferenciální parametry DG – 5 %, DF 5 %.

Nejvýhodněji a nejsnadněji lze koincidenční demodulátor pro mf ≥ 300 MHz realizovat využitím IO Plessey SL1452. Jeho praktické zapojení je na obr. 45. Součástky fázovacího



Obr. 45: Zapojení koincidenčního demodulátoru s IO SL1452 fy Plessey

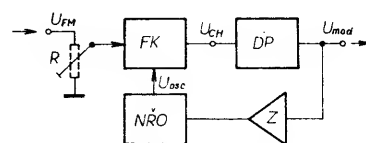
obvodu pro mf = 480 MHz: R = 180 Ω, L = 0,04 μH, C = 44 pF; pro mf = 612 MHz: R = 330 Ω, L = 0,04 μH, C = 27 pF. Nastavení jediným prvkem (L) je mimořádně jednoduché. Parametry demodulátoru jsou vynikající: LIN = 1 až 2 %, DG = 1 %, DF = 1°. Omezovač je již v IO vestavěn.

Pro nižší kmitočtový rozsah 70 až 150 MHz lze obdobně doporučit IO SL1454. Provozní zapojení je shodné jako u SL1452 (obr. 45). Součástky fázovacího obvodu pro 70 MHz: R = 300 Ω, L = 0,16 μH, C = 120 pF; pro mf = 140 MHz: R = 82 Ω, L = 0,04 μH, C = 33 pF. Požadujeme-li větší strmost S-křivky, tj. větší výstupní signál (např. z důvodů zlepšení AFC, zmenšení zisku videozesilovače apod.), můžeme zvětšit odpor tlumivého rezistoru R, ovšem za cenu zhoršení parametrů.

Pokud jde o „šumový zisk“, tj. relaci C/N vůči S/N, platí pro koincidenční demodulátor prakticky totéž, co bylo řečeno o Travisově demodulátoru, tj. šumový práh je C/N = 9 až 10 dB. Tato skutečnost byla experimentálně ověřována vzhledem k tomu, že někdy bývá uváděn koincidenční demodulátor jako druh demodulátoru s menším šumovým prahem. Tato domněnka byla odvozena z principu sčítání dvou signálů – aktivního a šumového – přičemž aktivní signály se sčítají algebraicky, kdežto šum vektorově s úhlem 90°. U koincidenčního demodulátoru je však nutno si uvědomit, že oba aktivní signály se nesčítají algebraicky, neboť nemají shodnou fázi, jejich vektory jsou pootočený přibližně o 90°.

Demodulátor s fázovým závěsem

Základní schéma je na obr. 46. V principu je to elektronická servosmyčka, která se skládá z fázového komparátoru FK, dolní



Obr. 46: Princip demodulátoru s fázovým závěsem

propusti DP, zesilovače Z s rozsahem modulačních kmitočtů a napětím řízeného oscilátoru, NRO. V neřízeném stavu kmitá oscilátor na středním kmitočtu vstupního signálu (U_{osc}), což je mezifrekvenční signál. Vzhledem k tomu, že se tento kmitočet mění – je kmitočtově modulován – objeví se na výstupu fázového komparátoru chybové napětí U_{ch} , úměrné rozdílu a součtu okamžitého kmitočtu vstupního mf signálu U_{FM} a kmitočtu oscilátorového signálu U_{osc} . Chybový (rozdílový) signál je tedy úměrný modulačnímu signálu. Po vyfiltrování v sílky, tj. součtového signálu dolní propusti, obdržíme modulační signál U_{mod} , který je zesílen v Z na úroveň potřebnou pro řízení NRO. Zesílený U_{mod} je zároveň výstupním signálem (video a zvuk) tohoto demodulátoru.

Stav, kdy kmitočet NRO je velmi blízký okamžitému kmitočtu vstupního signálu (tj. je-li NRO synchronizován) je dán kmitočtovým rozsahem synchronizace, Δf_s . Při vypnutí ze synchronizace se NRO opět „zачytl“, přiblíží-li se okamžitý kmitočet vstupního signálu kmitočtu NRO. Kmitočtový rozsah, v němž opět nastane synchronizace, nazýváme rozsah zachycení, Δf_c . Platí, že $\Delta f_c > \Delta f_s$. Detailní vlastnosti obvodu jsou především dány dolní propustí DP. Ta vytváří útlum pro rozdílový chybový signál a to tím větší, čím větší je kmitočet rozdílového signálu. Zmenší-li se jeho amplituda pod mezní velikost, obvod vypadne ze synchronizace. Lze dokázat, že rozsah synchronizace je závislý na amplitudě vstupního signálu, U_{FM} . Tím jsou dány selektivní vlastnosti obvodu a možnost jejich ovládání.

Změna selektivity zároveň vytváří i změnu závislosti S/N na C/N (obr. 42). Zvětšující se selektivita šumový práh zlepšuje, např. pro C/N = 5 dB je S/N fázového závěsu o více než 10 dB větší, než u předchozích typů demodulátorů.

Na první pohled je tedy fázový závěs jako demodulátor FM mimořádně výhodný. Ve skutečnosti však situace zdaleka není tak růžová. Proces zachycení, tj. změna řídicího napětí pro NRO neprobíhá plynule. Při této změně nepřijemně zakmitává řídicí napětí i samotný NRO. Na TV obrazovce se to projeví rozkmitáváním svislých hran obrazu, obzvláště pro menší C/N. Při příjmu zašuměných signálů (C/N ≤ 10 dB) se lepší šumový práh projeví sice zmenšením počtu „spikes“, ale zároveň velmi nepříjemným zvlněním svislých hran. Navíc je nutno si uvědomit, že při C/N ≤ 10 dB prakticky nikdo trvale přijímač neprovozuje. Zlepšení šumového prahu se tedy uplatní pouze v mimořádných případech.

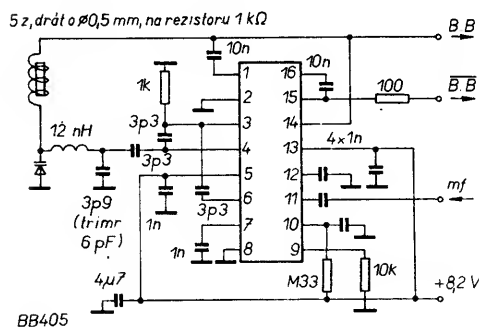
Značné potíže vznikají při realizaci obvodu, který by změnu prahu realizoval. Uvádějí jsme, že „selektivitu“ lze měnit amplitudou vstupního signálu. Na druhé straně je však žádoucí předřadit jakémukoli demodulátoru omezovač. To platí i pro fázový závěs. Výstupní signál omezovače je však konstantní v širokém rozsahu amplitud vstupního signálu. Aby se šumový práh zlepšoval automaticky, bylo by nutno zařadit mezi omezovač a fázový závěs útlumový člen, řízený obvodem AVC. Ruční řízení lze realizovat potenciometrem na vstupu demodulátoru, jak je naznačeno čárkovaně na obr. 46. Tato alternativa byla experimentálně ověřena. Výsledky odpovídají teorii: při zmenšování signálu lze vyloučit prolukový šum i pod C/N = 10 dB, avšak za cenu narušení kvality obrazu („trhání“ svislých hran).

Jestliže selektivitu fázového závěsu „zlikvidujeme“ např. konstantní a dostatečně velkou amplitudou vstupního signálu 2. mf, popř. posuvem hrany DP směrem k vyšším kmitočtům, budou šumové vlastnosti přibližně shodné jako u Travisova, popř. koincidenčního demodulátoru, zvýhodněný šumový práh přestává existovat. Přesto náznaky trhání svislých hran v TV obrazu zůstávají. Vyplývají ze zpětnovazebního principu ovládání NŘO.

Obzvláště markantní je trhání obrazu při menším šumovém odstupu (C/N ≤ 10 dB), tj. při příjmu na „malou“ anténu. Pro C/N = 15 dB destrukce obrazu mizí a mohou se v plné míře uplatnit výborné parametry demodulátoru, tj. linearita (1 až 2 %), malé skupinové zpoždění atd.

Důležitou výhodou fázového závěsu je poměrně snadné nastavení, stačí pouze naladit NŘO v klidovém stavu na střed 2. mezifrekvence. Tím je též prakticky vyloučeno nesprávné nastavení demodulátoru, což je při amatérské stavbě přijímače dosti důležité. Stejně jednoduché je ovšem nastavení koincidenčního demodulátoru SL1452.

Pro realizaci demodulátoru s fázovým závěsem bývá nejčastěji používán IO firmy Plessey SL1451, jeho praktické zapojení je na obr. 47. Někdy (mf = 610 MHz) bývá



Obr. 47. Zapojení demodulátoru s fázovým závěsem s IO SL1451 (300 až 650 MHz)

pevný kondenzátor 3,9 pF, který spolu s variakem BB405 ladí NŘO, nahrazován trimrem 6 pF.

Na první pohled je zřejmý zásadní rozdíl ve složitosti zapojení SL1451 vůči zapojení koincidenčního demodulátoru SL1452 (obr. 45).

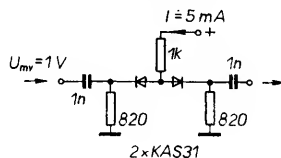
Hodnotíme-li souhrnné vlastnosti všech tří uvedených typů demodulátorů, docházíme k následujícím závěrům: Pokud využijeme k realizaci IO, pak lze na prvním místě doporučit koincidenční demodulátor s SL1452, SL1454, popř. SO42P. Nastavení je jednoduché, dosažené parametry velmi

dobré. Jestliže nebudeme mít uvedené IO k dispozici, pak vystačíme s Travisovým demodulátorem, ovšem pouze při mf ≤ 210 MHz (pro vyšší kmitočty chybí omezovač).

7. Omezovač

Úkolem omezovače je odstranit parazitní modulaci AM z modulovaného signálu FM před jeho detekcí. Důvodem pro tuto úpravu je citlivost demodulátoru FM i na modulaci AM. Omezovač znatelně eliminuje termální šum z videosignálu a to při použití jakéhokoli typu detektoru včetně fázového závěsu. Navíc je potlačena nežádoucí modulace AM, která je vytvářena signálem FM nedokonalou vyrovnanou amplitudovou přenosovou charakteristikou předřazených obvodů. Omezení by mělo být symetrické – obě půlperiody shodně, jinak vznikne nežádoucí skreslení (vyšší harmonické).

V minulosti byly často realizovány omezovače „pasivního“ typu. Omezení vytvářely diody v vhodném předpětím (obr. 48). I při použití Schottkyho diod však bylo nutno při-

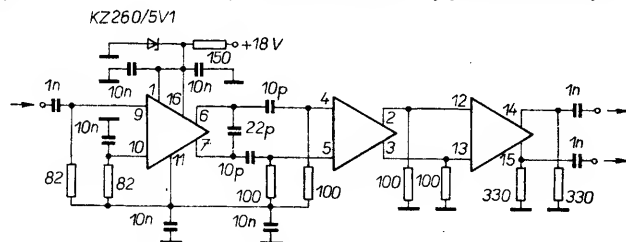


Obr. 48. Diodový omezovač

vádět na vstup omezovače signál s mezivrcholovou velikostí přibližně 1 V. Předchozí zesilovač bylo nutno navrhovat jako výkonný, což je ve vř. technice velmi nevýhodné. Navíc pro dokonalé omezení je nutné použít dva omezovače a mezi ně vřadit zesilovač. Tento druh omezovače má totiž útlum přibližně -20 dB.

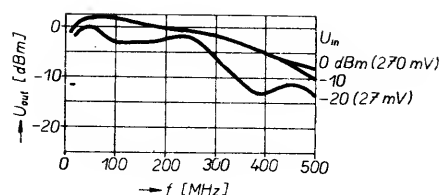
V dnešní době se používají omezovače „aktivní“, u nichž se dosahuje omezení limitací zesilovačů. Zesilovače musí být symetrické, dvou až třístupňové. Omezovače tohoto typu mají vesměs formu integrovaného obvodu. Příkladem je např. MC10116 (Motorola), což je přijímač logických signálů, ekvivalent SSSR je K500LP116, popř. v novějším provedení K500LP216. Obsahuje tři symetrické zesilovače. Zapojení využívající všech tří stupňů je na obr. 49.

Obr. 49. Omezovač s K500LP216 v třístupňovém zapojení

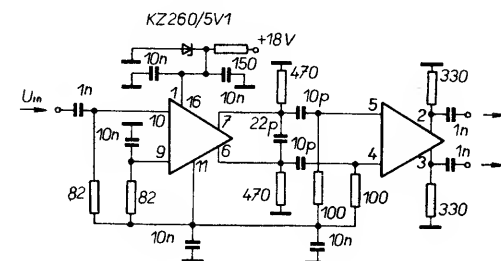


Přenosové charakteristiky pro různou velikost vstupního signálu U_m jsou na obr. 50. Použitelné rozmezí U_m je 0 až -10 dBm (dBm = dB nad miliwatem, 0 dBm = 270 mV pro 75 Ω). V tomto případě jsou všechny tři stupně „zalamitovány“, každý z nich má v nezalamitovaném stavu, tj. v lineárním provozu zisk $G_1 = 15$ dB. Vazební kondenzátory mezi 1. a 2. stupněm (spoj 6-4, 7-5) omezují zisk pro kmitočty nižší než 50 MHz, čímž poněkud zlepšují stabilitu. Tu lze dále značně ovlivnit návrhem plošných spojů: je třeba se vystríhat vazeb mezi stupni, doporučuje se mezi vývody, pod IO, vytvořit větší stinící plošku dokonale uzemněnou.

Z důvodů stability bývá někdy používáno pouze dvoustupňové zapojení (3. stupeň



Obr. 50. Kmitočtová závislost výstupního signálu U_o pro různé vstupní signály U_m omezovače z obr. 49



Obr. 51. Omezovač s K500LP216 (116) ve dvoustupňovém zapojení

nepoužít), schéma je na obr. 51, přenosové charakteristiky jsou přibližně shodné jako v obr. 50. Vstupní signály je žádoucí používat poněkud větší než u třístupňového zapojení, $U_m = 150$ až 220 mV. Je totiž vhodné, aby oba stupně dokonale limitovaly. Stabilita tohoto omezovače je vynikající, realizace je bez problémů.

Kmitočtový rozsah omezovače je patrný z přenosové charakteristiky – je použitelný pro pásmo 50 až 300 MHz. Patrně se již nehodí pro 2. mf = 480 MHz. Jiný typ pro vyšší kmitočty není snadno dostupný. Ostatně omezovače pro toto pásmo bývají, jsou-li potřeba, vestavěny přímo do IO, demodulátoru FM. Rozhodneme-li se tedy pro 2. mf = 480 MHz, je nutno realizovat řetězec 2. mf – omezovač – detektor pouze ze součástek z dovozu z KS.

8. Videozesilovač

Jak již název napovídá, je to zesilovač pro kmitočtový rozsah videospektra, tj. přibližně 50 Hz až 6 MHz. V tomto pásmu s extrémní relativní šířkou pásma má zesilovač výborné provozní vlastnosti. Ty jsou definovány ob-

dobnými parametry jako demodulátory FM. Především je to:

- amplitudová charakteristika: rovná ± 1 až ± 2 dB,
- linearita: ≤ 1 až 2 %,
- diferenciální zisk: $\leq 1,5$ až 2 %,
- diferenciální fáze: $\leq 1,5$ až 2 %,
- výborná selektivita a odezva na impulsy,
- výstupní mezivrcholový signál: 1 V/75 Ω,
- výstupní impedance: 75 Ω pro ČSV $\leq 1,5$.

Při realizaci je nutno vyřešit následující problémy. Předně je to zmenšující se zisk použitých tranzistorů v závislosti na kmitočtu. Větší část provozního pásma se nachází v oblasti s poklesem zisku tranzistorů 6 dB na oktavu. Tento pokles je třeba co možná beze zbytku vykompenzovat: zmenšení zis-

ku se kompenzuje prakticky výlučně zápornou zpětnou vazbou, obvykle sériového typu.

Na zmenšujícím se zisku videozesilovače se dále podílejí vazební prvky mezi jednotlivými stupni zesilovače, popř. na jeho vstupu a výstupu. I ty musí přenést celé uvedené kmitočtové pásmo s konstantním útlumem. Nejlépe tomuto požadavku vyhovuje galvanický spoj, ve většině případů se využívá zesilovačů s galvanickou vazbou mezi stupni. I vstup a výstup může mít galvanickou vazbu na připojené obvody za předpokladu, že stejnosměrné napětí v těchto bodech bude shodné, popř. nulové. Posledně jmenovanou variantu lze realizovat symetrickým zesilovačem se souměrným napájením napětími $\pm U_B$.

Někdy se však vazebním kondenzátorem ve videokanálu nevyhne. Jejich nutná kapacita je dána impedancí Z_p , která je za kondenzátor připojena. Je žádoucí, aby reaktance kondenzátorů ($X_{Cv} = 1/2\pi f C_v$)

$$|X_{Cv}| \leq (0,05 \text{ až } 0,1) Z_p.$$

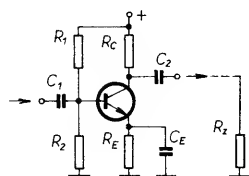
V tom případě budou ztráty ve vazebním kondenzátoru menší než 0,5 až 1,0 dB. Nejkritičtější situace nastává na dolním konci videopásmu, tedy pro $f = 50 \text{ Hz}$, kdy je $|X_{Cv}|$ největší. Stačí tedy kapacitu kondenzátoru C_v volit podle uvedeného vztahu pro $f = 50 \text{ Hz}$.

Požadavek na vstupní a výstupní impedanci blízkou 75Ω zajišťujeme paralelním přemostěním vstupu malou impedancí – obvykle 100 až 150 Ω , na výstupu pak např. sledovačem, doplněním jeho malé impedance (10 až 20 Ω) sériovým rezistorem s odporem 47 až 68 Ω .

Čím můžeme upravit linearitu a diferenciální parametry zesilovače? Jde o linearitu pro signál AM a tu lze ovlivnit volbou vhodných tranzistorů a jejich pracovním bodem. Obecně platí, že se linearita zlepšuje se „zvyšujícím se“ pracovním bodem. Přitom je nutno přihlížet k impedanci, na které se videosignál v tom kterém místě zesilovače nachází, pro větší impedanci – např. kolektory stupňů SE – je nutno volit větší kolektorové napětí, pro menší impedanci – např. pro emitory sledovačů – je žádoucí větší proud. Samozřejmě rozhodující je velikost signálu – pro větší signály (výstup zesilovače) jsou nutné „vyšší“ pracovní body. S volbou pracovního bodu souvisí i typ tranzistorů. Pro „vyšší“ pracovní body je třeba použít výkonnější tranzistory s větší kolektorovou ztrátou, popř. s větším kolektorovým napětím nebo proudem.

Zapojení jednotlivých stupňů se ustálilo prakticky na dvou typech: zesilovací stupně jsou zapojeny se společným emitorem (SE), obvykle se sériovou zpětnou vazbou, impedanční transformací obstarávají stupně se společným kolektorem (SC), tj. emitorové sledovače.

Zesilovač SE se zpětnou vazbou je na obr. 52. Sériová zpětná vazba je zaváděna obvodem v emitoru, rezistorem R_E , popř. kondenzátorem C_E . Jde o zápornou vazbu – zmenšuje tedy zisk, a to tím více, čím větší je R_E . Je-li zisk stupně bez vazby, G_T , mnohem větší než zisk s vazbou, G_v , platí přibližně, že



Obr. 52. Zesilovač se sériovou zpětnou vazbou

$$G_v = \frac{R_z}{R_s},$$

kde R_z je zatěžovací impedance tranzistoru, což je paralelní kombinace odporu kolektorového rezistoru R_C a vstupní impedance následujícího stupně (R_z). Následuje-li za stupněm SE sledovač, jehož vstupní impedance je relativně velká, pak se R_z blíží R_C , vždy je však o něco menší, tj. $R_z \approx 0,8 R_C$. Je-li za stupněm SE zapojen opět stupeň SE, je $R_z \approx 0,5 R_C$. Dosazení R_z do výrazu pro zisk zpětnovazebního stupně SE poslouží jako velmi přibližná informace pro návrh zapojení, přesný údaj získáme však vždy pouze měřením.

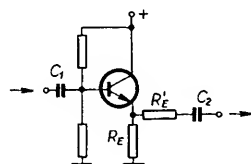
Funkce kondenzátoru C_E spočívá převážně v korekci průběhu zisku. Většina videopásmu se nachází za prvním mezním kmitočtem tranzistoru, kdy se zisk zmenšuje o 6 dB na oktávu. Zjednodušeně lze říci, že C_E , jehož reaktance se s kmitočtem zmenšuje, postupně zkracuje R_E a vyřazuje tak zápornou zpětnou vazbu, čímž redukuje zmenšení zisku tranzistoru.

Tento proces je ve skutečnosti velmi komplikovaný – komplexní impedance v emitoru ovlivňuje nejen amplitudové poměry ve zpětné vazbě, ale i fázové. Může měnit charakter zpětné vazby, která (v extrémním případě) přejde až ve vazbu kladnou a zesilovač se rozkmitá. Navíc se uplatňuje vlastní indukčnost emitorového rezistoru. Zesilovač je tedy nutné upravovat vždy velmi opatrně.

Pokud jde o vstupní a výstupní impedanci stupně SE, lze říci, že sériová zpětná vazba obojí impedance zvětšuje. Pro běžná zapojení, u nichž $R_E \approx 100 \Omega$, platí, že vstupní i výstupní impedance kolísá v rozmezí 300 Ω až 1 k Ω .

Pracovní bod stupně SE volíme v rozmezí $U_{CE} = 7$ až 12 V, $I_C = 5$ až 10 mA podle velikosti vř signálu; obvykle dáváme přednost většímu U_{CE} vzhledem k relativně velké vstupní i výstupní impedanci. Pracovní bod se nastavuje děličem $R_1 R_2$.

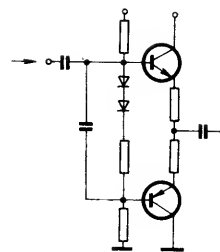
Dalším aktivním stupněm videozesilovače je emitorový sledovač, tj. zesilovač se společným kolektorem (SC). Schéma je na obr. 53. Sledovač nezesiluje – zisk (útlum)



Obr. 53. Emitorový sledovač

$G \approx -1$ až -2 dB je výsledkem výlučně impedanční transformace, tj. převedení videosignálu co možno bez zkreslení a ztrát z velké vstupní impedance na malou výstupní. Vstupní impedance sledovače se s kmitočtem zmenšuje – na dolním konci pásma je 2 až 10 k Ω , na horním přibližně 1 k Ω . Výstupní obvykle kolísá mezi 5 až 10 Ω dole a 10 až 20 Ω nahore.

Sledovač bývá často zapojen až na konci úplného zesilovače. Pak je žádoucí doplnit jeho výstupní impedanci na 75 Ω zařazením sériového odporu $R'_E \approx 39$ až 68 Ω . Pokud jde o zisk, tak se tato úprava projeví ovšem nepříznivě: spolu se zátěží 75 Ω vytváří dělič, který zmenší zisk o dalších 3 až 6 dB. Při výstupním mezivrcholovém signálu 1 V je na výstupu sledovače, tj. na jeho emitoru často $U_{mv} = 2$ až 2,5 V, což již může vést ke značnému zkreslení videosignálu, je-li špatně navržen pracovní bod sledovače. V těchto případech je žádoucí volit $I_C \geq 25 \text{ mA}$ a $U_{CE} \approx 7$ až 10 V. Netrváme-li příliš na dodržení výstupní impedance 75 Ω , je vhod-



Obr. 54. Symetrický emitorový sledovač

né použít R'_E o spíše menším odporu, aby se zmenšil signál na emitoru.

Následuje-li za uvažovaným stupněm SC opět stupeň SC, např. kvůli extrémnímu zvětšení vstupní impedance v této kombinaci, pak postačí u prvního stupně značně menší kolektorový proud.

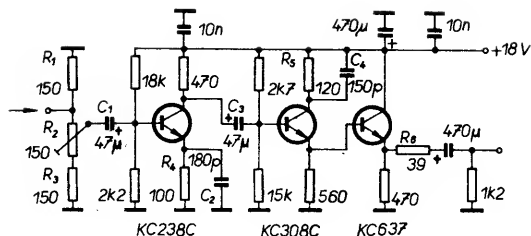
Oba předchozí stupně videozesilovače, SE, SC byly popsány ve formě nesymetrické. Pro běžné použití ve videozesilovačích realizovaných z diskretních součástí tato zapojení dobře vyhoví. Ve výjimečných případech lze však použít i zapojení symetrická, která se běžně používají v IO. U diskretních typů se symetricky zapojují téměř výlučně výstupní sledovač (obr. 54). Výhodou jsou zlepšené elektrické parametry ($LIN \leq 1\%$), malá spotřeba ($I_C = 5$ až 10 mA) i pro $U_{výst\ mv} \geq 1 \text{ V}$. Mimofádně malá je i výstupní impedance. Zapojení se používá tam, kde je nutný přenos videosignálů s větším rozkmitem ($\geq 1 \text{ V}$) a malým zkreslením, popř. jako obvod s mimořádně malým výstupním odporem (desetiny Ω).

Na obr. 55 je jako příklad uvedeno zapojení videozesilovače v nesymetrické formě se ziskem do 30 dB, výstupním mezivrcholovým signálem $U_{výst\ mv} \leq 1 \text{ V}$, s relativně velmi dobrými elektrickými vlastnostmi.

Vstup zesilovače je upraven (R_1, R_2, R_3) přibližně na 75 Ω , odporový trimr (R_2) umožňuje regulovat úroveň vstupního signálu přibližně o 6 dB. První stupeň SE s tranzistorem n-p-n (T_1) má sériovou zpětnou vazbu rezistorem v emitoru, $R_E = 100 \Omega$, doplněnou korekčním kondenzátorem $C_2 = 180 \text{ pF}$. Druhý stupeň je opět SE, ale s tranzistorem p-n-p, opět s korigovanou zpětnou vazbou (C_4). Mezi prvním a druhým stupněm je kapacitní vazba (C_3), důvodem je zvětšení stability zesilovače a možnost výhodnější volby pracovních bodů tranzistorů. Kapacitní vazba zde nečiní potíže, protože zatěžující impedance C_3 je relativně velká, kondenzátor může mít relativně malou kapacitu. Třetí stupeň (T_3) je galvanicky vázaný sledovač, doplněný na výstupu rezistorem $R_6 = 39$ až 56 Ω , který upravuje výstupní impedanci přibližně na 75 Ω . Pracovní bod T_3 je 9 V, 20 mA, což pro nenáročné využití postačí i pro výstupní mezivrcholový signál 1 V, tj. až 2 V na emitoru (případně i o něco více). Poměrně velký signál je v tomto případě i na kolektoru T_2 – to však není tak kritické vzhledem k relativně velké impedanci v tomto místě.

Zisk zesilovače je asi 26 dB. Kmitočtová charakteristika je rovná v mezích $\pm 0,2 \text{ dB}$. Obvyklé zmenšení zesílení videozesilovače směrem k vyšším kmitočtům lze zcela vyloučit korekčními kondenzátory C_2 a C_4 . Dalším zvětšováním jejich kapacity lze dosáhnout i zvětšení zisku s kmitočtem. Tímto způsobem lze též korigovat případné nerovnoměrnosti v přenosu, vznikající mimo vlastní videozesilovač, např. v demodulátoru.

Zesilovač z obr. 55 má i další výhodnou vlastnost: je necitlivý na případné zvlnění



Obr. 55. Třístupňový videozesilovač

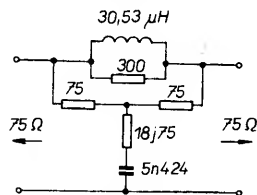
napájecího napětí. Tato skutečnost je důležitá z hlediska „blikání“ TV obrazu.

V některých schématech videozesilovačů bývá uváděna zpětná vazba přes několik stupňů. Dosažené výsledky nebývají právě nejlepší. Nastavení je značně kritické, použití v amatérských podmínkách nedoporučujeme.

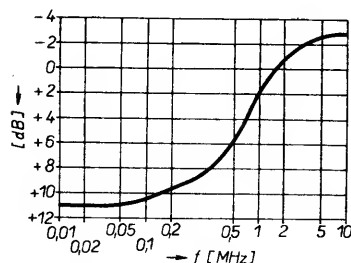
V některých pramenech bývají uváděny i videozesilovače s IO jako NE592, $\mu A733$ atd. Jsou vesměs tvořeny symetrickými stupni SE a na výstupu jedním symetrickým sledovačem. Uvedený IO bývá používán jako výstupní zesilovač, za nímž následuje obvod disperzálu (viz dále) a výstupní sledovač, doplněný sériovým výstupním rezistorem. Mezivrcholový výstupní videosignál takových zapojení se předpokládá 1 V. V tom případě bude na výstupu samotného IO $U_{\text{vyst mv}}$ asi 2,5 V, což je však na tento typ příliš mnoho. Malé napájecí napětí spolu s daným vnitřním zapojením IO činí jeho funkci v těchto podmínkách značně problematickou. Zkreslení často přesahuje únosnou míru.

9. Filtr video-deemfáze (odbočení zvuku)

Důvod pro použití filtru deemfáze tkví v nutnosti kompenzovat vliv recipročního filtru preemfáze, který je zařazen na vysílací straně před modulatorem. Schéma filtru s hodnotami součástek je na obr. 56, průběh přenosu na obr. 57. Je zřejmé, že filtr zvedá úroveň signálu v jasové části videospektra o +11 dB a poněkud potlačuje signály nad 1,5 MHz. Z vysílače tedy přichází signál upravený obráceně, tj. jasová část je potlačena o -11 dB. Účelem této úpravy vysílaného signálu je omezit zdvih v exponované části spektra a usnadnit tak jeho zpracování v obvodech přijímače, tj. především v 2. mf a demodulátoru. Tak např. při zdvihu videa



Obr. 56. Schéma filtru deemfáze



Obr. 57. Přenosová charakteristika filtru deemfáze z obr. 56

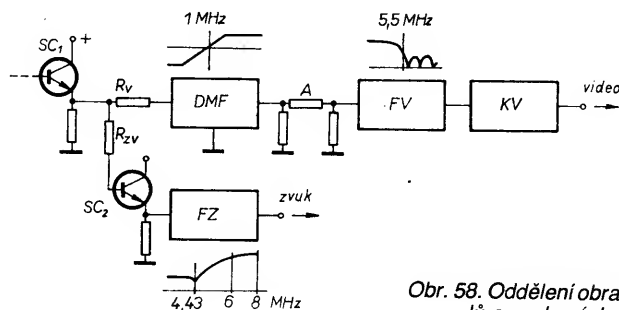
13,5 MHz (mv) znamená redukce o -11 dB spolu vlivem tvarového součinitele, tj. -3 dB (odčtení vlivu synchronizačních impulsů) celkovou redukcí zdvihu jasové části videa o přibližně 14 dB, tj. $5 \times$. Z původního zdvihu 13,5 MHz zůstává asi 2,7 MHz. Vliv nelinearity obvodů 2. mf demodulátoru atd. se značně zmenší – uplatní se pouze v šířce pásma $\Delta f_i = 2,5$ MHz, tedy podstatně méně. Pro vysílače s větším zdvihem, jako u družic typu ECS, je to poněkud více, většinou však nepřekročíme $\Delta f_i \leq 4$ MHz. Je zřejmé, že se kvalita přenosu v příslušných obvodech vnitřní jednotky podstatně zlepší. Zlepší se všechny parametry, které definují přenos FM a demodulaci. U těchto obvodů tedy postačí kontrolovat pouze zúžené pásmo. To je též důvod relativně příznivých praktických výsledků i při amatérském nastavování obvodů.

Filtr podle obr. 56 vyžaduje dosti přesný výběr součástí. Rovněž důležité je impedance zakončení obou stran filtru, tj. 75 Ω. Přesně lze indukčnost cívky nastavit v amatérských podmínkách na některém z monoskópů. Vizualně není nastavení příliš kritické.

Filtr deemfáze podle obr. 56 je mezinárodně doporučen. V některých případech bývá nahrazován filtrem modifikovaným pro jiné impedance na vstupu a výstupu. Tuto úpravu příliš nedoporučujeme. Větší průchozí impedance přináší i náchylnost na vliv parazitních reaktancí, může zvěšovat nestabilitu připojených zesilovačů, zvětšuje indukčnost cívky (L – obr. 56) filtru.

Odbočení zvukových signálů

Signály videa a zvukové subnosné je výhodné oddělit příslušnými filtry ještě před obvodem deemfáze, za ním je zvuk potlačen přibližně o 13 až 14 dB, což může zbytečně zhoršovat odstup signál/šum. Typické blokové zapojení je na obr. 58. Zvuk je odbočen přes velkou impedanci R_{zv} ($\geq 500 \Omega$) a sledovač (SC_2) z místa s co nejmenší impedancí, např. z emitoru sledovače základního signálu (SC_1). Tím je zaručeno minimální ovlivňování cesty video a jejích filtrů obvody zvuku. Ihned za sledovačem SC_2 je zařazen první zvukový filtr (FZ), jehož úkolem je přenášet všechny v úvahu přicházející zvukové signály (tj. 6 až 8,5 MHz) a zároveň potlačit videosignály, především blízkou barvonosnou (4,43 MHz). Teprve po této filtraci je možno zvukové signály dále zpracovávat, např. konvertovat, filtrovat, zesilovat.

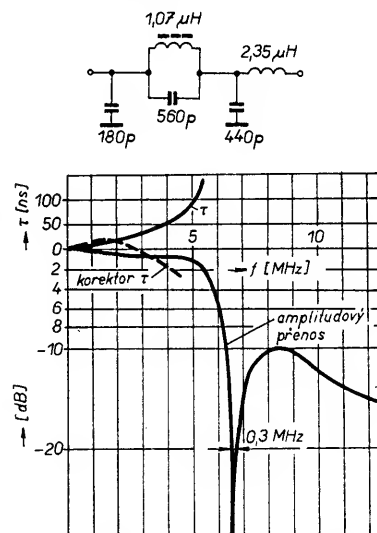


Obr. 58. Oddělení obrazových (video) signálů a zvukových (audio) signálů

Úplný základní TV signál přichází nejprve na již dříve popsaný filtr deemfáze (DMF). Jeho výstup musí mít zajištěnou patřičnou impedanci, většinou postačí doplnit malou impedanci sledovače (10 až 20 Ω) sériovým rezistorem R_v (56 až 68 Ω) na jmenovitou velikost 75 Ω.

Následuje vlastní videofiltr. Je výhodné oddělit jej útlumovým článkem (A) od filtru deemfáze. Jde především o to, zajistit předchozímu filtru co možno přesnou a stálou impedanci 75 Ω i při nastavování videofiltru (FV). Úkolem videofiltru je omezit provozní a šumové šířky pásma videokanálu, především však potlačit zvukovou část základního signálu, aby nenastávala intermodulace video-zvuk, je nutno zabránit vzniku rozdílového signálu barva-zvuk (4,43 MHz – f_{zvuk}), který spadá ještě do jasové části videospektra a na TV obrazu může vytvořit nežádoucí moaré.

Videofiltr je dolní propust s hranou přibližně na 5 MHz. Blízkost hrany aktivní části videospektra, především barvonosné, vyvolá nežádoucí změnu videosignálu. Především poněkud potlačuje část barvonosných informací, mimo to však způsobuje jejich časový posuv vůči jasovým složkám základního signálu. Velikost zpoždění závisí jednak na detailní poloze hrany přenosu videofiltru (čím blíže barvonosné, tím větší zpoždění), jednak na strmosti hrany (čím větší strmost, tím větší zpoždění). Zapojení a přenosová charakteristika jednoduchého videofiltru spolu s průběhem skupinového zpoždění (τ) je na obr. 59. Skupinové zpoždění pro barvonosnou (4,43) je běžné 50 až



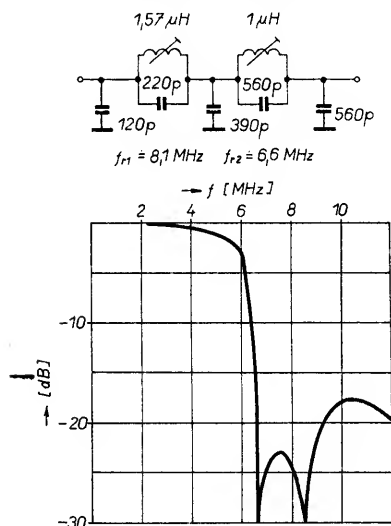
Obr. 59. Přenosové charakteristiky jednoduchého videofiltru

100 ns, pro 5 MHz je již minimálně dvojnásobné, na horním konci videopásmu (5,5 až 5,7 MHz) je mnohonásobně větší, avšak amplituda spektrálních složek barvonosného signálu je již poměrně malá, nejdůležitější je partie okolo barvonosné $\pm 0,5$ MHz.

Výše uvedené zpoždění barvosných informací (50 až 100 ns) za jasovými je pro běžný TV obraz přijatelné. Trvání řádku je 52 μ s, takže 100 ns je opticky přibližně 1 mm. Poněkud horší je situace při příjmu teletextu, u něhož jeden impuls trvá 140 ns. Proto jsou kvalitnější přijímače vybaveny korektorem skupinového zpoždění. Jeho průběh je patrný z obr. 59. V oblasti barvosného spektra filtr do jisté míry kompenzuje průběh skupinového zpoždění videofiltru. Pro amatérské účely jeho použití příliš nedoporučujeme – nastavení bez přístrojového vybavení je obtížné.

Částečné řešení problému skupinového zpoždění videofiltru tkví v realizaci filtru samotného. Je nutno nezvětšovat zbytečně strmost jeho hrany, připustit zmenšený sklon a tím i určité potlačení horní části videospektra. Minimální videofiltr, který přenosově vyhoví, přičemž skupinové zpoždění na barvosné bude $\tau \leq 70$ ns, je na obr. 59. Je to dolní propust s jediným laděným obvodem na kmitočtu zvuku 6,5 až 6,65 MHz.

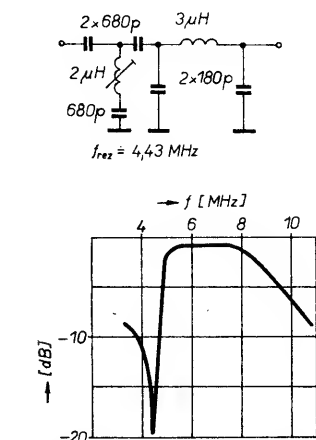
Poněkud dokonalejší je filtr, jehož zapojení a přenosová charakteristika je na obr. 60.



Obr. 60. Přenosová charakteristika videofiltru se dvěma rezonančními obvody

Paralelní obvody LC jsou naladěny přibližně na 6,5 MHz a 8,0 MHz. Proti předchozímu filtru je dokonaleji potlačena oblast „vyšších zvuků“ (7 až 8,5 MHz). Skupinové zpoždění pro barvosnou $\tau \leq 100$ ns je mezí přijatelné i pro teletext. Realizovat složitější filtry již nemá praktický význam.

Zapojení filtru pro odbočené zvukové signály (FZ, obr. 58), zároveň s přenosovou charakteristikou je na obr. 61. Je to horní



Obr. 61. Filtr pro odbočení zvukových signálů

propust, u níž barvosnou (4,43 MHz) potlačuje především sériový rezonanční obvod.

10. Ladění a automatické doladování (AFC) oscilátoru UHF

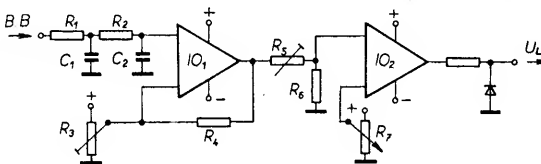
Potřeba AFC již byla diskutována v odstavci o oscilátorech UHF. Vyplynula z jejich teplotního posuvu, který spolu s posuvem mikrovlnného oscilátoru může být přibližně $\Delta f \leq 5$ až 6 MHz a je nutno jej redukovat obvody AFC na $\Delta f_0 \leq 0,5$ MHz.

Signál pro řízení AFC je získáván buď z demodulátoru FM pro demodulaci TV signálu 2. mf nebo, jsou-li na zařízení kladeny přísnější požadavky, z pomocného demodulátoru s větší strmostí S-křivky. Pro individuální přijímače postačí většinou první varianta.

Rídicí signál pro obvody AFC je vytvářen S-křivkou demodulátoru 2. mf, tj. jeho stejnosměrným výstupem, který získáme z úplného základního signálu (video a zvuk) odfiltrováním střídavé složky.

Základní schéma jedné z variant obvodů AFC a ladění je na obr. 62. Z výstupu demo-

Obr. 62. Ladění a automatické doladování (AFC)



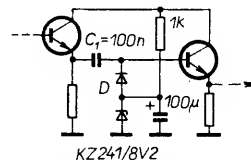
dulátoru FM je filtrem R_1, R_2, C_1, C_2 vyvedeno stejnosměrné ovládací napětí AFC, které přichází na jeden ze vstupů operačního zesilovače. Na druhý vstup se přivádí kompenzační napětí z odporového trimru R_3 , které je nastaveno tak, aby při správném naladění, tj. při středním kmitočtu signálu 2. mf jmenovité velikosti bylo výstupní napětí IO_1 nulové. Strmost regulační charakteristiky je případně omezena zpětnou vazbou v IO_1 (R_4) – vždy však nanejvýše tak, aby výstupní signál byl omezen již při rozladění podstatně menším, než je předpokládaný rozsah doladění. Proměnný odporový dělič R_5, R_6 zmenšuje výstupní regulační signál z IO_1 na velikost, která vytváří požadované kmitočtové meze doladění, tedy 5 až 7 MHz. Omezený regulační signál přichází na jeden ze vstupů IO_2 , přičemž na druhý vstup je zavedeno příslušné proměnné referenční napětí z potenciometru R_7 , kterým je pak určeno výsledné ladiční napětí na výstupu IO_2 . Operační zesilovač IO_2 lze případně nahradit integrovaným stabilizátorem jako MAA723 s vestavěným zdrojem referenčního napětí.

Z předchozího vyplývá, že funkce AFC je omezena na určitý kmitočtový obor, např. 5 až 7 MHz. Naskytá se otázka, proč funkci takto omezovat, proč nenastavit meze, aby doladování pokrývalo s rezervou maximálně možné kmitočtové odchylky obou oscilátorů. Důvod je následující. Předpokládejme, že vlivem extrémní teplot dojde k maximálnímu posuvu mikrovlnného a UHF oscilátoru, např. o 8 MHz, a navíc krátkodobě „vypadne“ přijímaný signál a v o amplitudě ještě zvětšené působení AVC. Šumové spektrum nemusí mít nutně symetrický průběh vůči střednímu kmitočtu 2. mf, důvodem je sklon přenosové charakteristiky celého zesilovacího řetězce. Takový šumový signál vyvolá na „stejnoseměrném“ výstupu demodulátoru FM, který řídí AFC, ovládací napětí, které může vyvolat další nežádoucí posuv oscilátoru UHF, např. tak, že se zachytí až na sousedním kanálu. Ukončení výpadku žádoucího TV signálu situaci již nezmění, falešné naladění zůstane.

11. Potlačení signálu disperzálu

V základním signálu, který obdržíme po demodulaci FM, je mimo video a zvukových složek též signál disperzálu. Jeho kmitočet je 25 Hz a je modulován se zdvihem přibližně 1/4 zdvihu videa. V základním signálu je tedy jeho amplituda přibližně 25 % amplitudy videa. Jeho úkolem je odstranit velké „výkonové hustoty“ v energetickém spektru signálu FM. V přijímači je však nutno jej co možná bez zbytku potlačit. Způsoboval by nepříjemné blikání TV obrazu.

Nejčastěji se pro tento účel používá celkem jednoduchý a spolehlivý obvod, jehož schéma je na obr. 63. Jde o upínací obvod



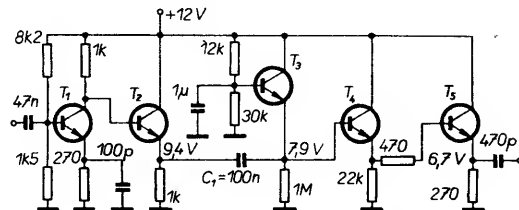
Obr. 63. Obvod pro potlačení signálu disperzálu s diodou

s pasivním klíčováním, u něhož se sériový kondenzátor C_1 během řádkového synchronizačního impulsu nabíjí přes diodu D tak, že po ukončení impulsu je dioda uzavřena. Náboj kondenzátoru představuje stejnosměrnou složku signálu. Vrcholy synchronizačních impulsů jsou pak přibližně v jedné rovině, signál disperzálu je likvidován. Případné zmenšení náboje kondenzátoru C_1 , tj. pokles temene řádku, je nahrazeno při dalším synchronizačním impulsu. Funkce obvodu je tím dokonalejší, čím kratší je nabíjení kondenzátoru C_1 a čím delší je jeho vybíjení.

Z těchto důvodů je před obvod disperzálu zapojen sledovač s co nejmenší výstupní impedancí, tj. bez doplňovacího sériového rezistoru v emitoru (případně v symetrickém zapojení). Za disperzálu je opět zařazen sledovač, nejlépe zdvojený.

Obvod potlačuje signál disperzálu přibližně o 26 až 30 dB, což bezpečně postačí pro potlačení „blikání“ TV obrazu způsobené tímto signálem. Určitou nevýhodou je uvedený pokles temene řádku, tedy zmenšení jasů na obrazovce zleva do prava. Okem je ovšem sotva postřehnutelné.

U některých profesionálních vnitřních jednotek se občas objevuje zapojení, v němž je dioda nahrazena tranzistorem (T_3 na obr. 64). Jde opět o typ pasivního klíčování řádkovými synchronizačními impulsy, jako u předchozího obvodu s diodou. V obr. 64 je



Obr. 64. Obvod pro potlačení signálu disperzálu s tranzistorem T_3

obvod uveden se vstupním zesilovačem T_1 , T_2 a výstupním dvojitém sledovačem (T_4 , T_5). Obvod nebyl zatím experimentálně ověřen, lze však předpokládat poměrně velmi dobrou funkci.

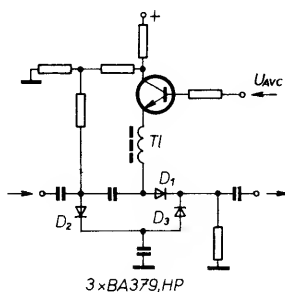
Dokonalejší formu potlačení signálu disperzálu představuje aktivně klíčovaný typ obvodu. Dioda D v obr. 63 je nahrazena tranzistorem, otevíraným řádkovými synchronizačními impulsy, získávanými oddělovačem (nejlépe ve formě IO, např. A225, NDR). Jednodušší formy oddělovače se neosvědčují, při slabších, zašumněných signálech by mohlo nastat falešné klíčování vlivem prolukového šumu. Nejlepší zapojení potlačuje disperzál o 35 až 40 dB.

S problémem potlačení disperzálu je často spojován problém „blikání“ TV obrazu. Skutečnost je taková, že potlačení o 26 až 30 dB plně vyhovuje a pokud obraz „bliká“ výrazně dále, je obvykle závada jinde. Často je příčinou zvlnění napájecího napětí některého dílu, případně i vnější jednotky. V mnoha případech „blikání“ vzniká přímo u použitém televizoru, avšak při nekvalitním obrazu z pozemských vysílaců částečně zaniká. Naopak na dokonalém obrazu z družicové TV ve větších šedých plochách vynikne.

12. AVC – automatické vyrovnávání zisku

Důvodem pro zařazení obvodu AVC do systému vnitřní jednotky je značné rozmezí amplitud vstupních signálů. To je dáno velikostí antény, ziskem mikrovlnné jednotky, útlumem kabelu, jeho délkou, impedančním nepřizpůsobením vnější a vnitřní jednotky ke kabelu a konečně i vlivy povětrnostními. Prakticky přichází v úvahu rozmezí přibližně 0,5 až 10 mV, tj. 26 dB, výjimečně i více. Jestliže bychom na výstup 2. mř požadovali např. TV signál 100 mV při minimálním vstupním signálu, pak při maximálním by tam teoreticky mohl být signál až 2 V. Vlivem limitace tranzistorů v 2. mř tam ovšem bude signál podstatně menší, daný typem tranzistorů, jejich pracovními body a podobně. Vzhledem k tomu, že jde o nesymetrické zesilovače, tak i omezený signál bude vůči nulové ose nesymetrický, dojde k nežádoucímu zkreslení. Potíže by odpadly, kdyby existoval dostupný symetrický limitující zesilovač, AVC by nebylo nutné, navíc by odpadl omezovač. Zesilovač tohoto typu je obtížně dostupný, jeho realizace z diskretních součástek je příliš složitá a nákladná. Z tohoto důvodu se ve vnitřních jednotkách (i profesionálně vyráběných) běžně používá AVC.

Základní otázkou je typ regulačního prvku. Obecně přichází v úvahu především buď použití diod PIN nebo tranzistorů MOSFET. První způsob (PIN) je výhodný z hlediska impedance. Regulační obvod je vytvořen jako článek II např. podle obr. 65, často jako



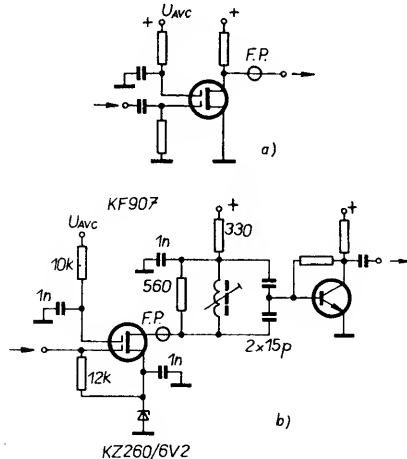
Obr. 65. AVC s diodami PIN

integrováný obvod. Dioda PIN reprezentuje proměnný, převážně reálný odpor, který se mění protékajícím proudem. Článek II je navržen tak, že se mění s proudem jeho útlum, avšak charakteristická impedance 50, popř. 75 Ω zůstává zachována. Pro přenos mezi obvody s tranzistory, tj. s polovodičovými součástkami s malou impedancí, je to ideální obvod. Malá charakteristická impedance zaručuje zachování dobré stability zesilovače v plném rozsahu útlumového členu. Dotyčné uspořádání má jedinou nevýhodu – diody PIN se u nás nevyrábějí. V minulosti se vyráběl příslušný IO v MLR. S ukončením výroby TV tunerů s regulátorem PIN byla však i tato výroba ukončena. Zbývá dovoz ze Západu, což přináší jisté problémy.

Další možné řešení útlumového členu AVC spočívá ve využití MOSFET KF907. V nejjednodušším zapojení podle obr. 66, kdy je emitor galvanicky uzemněn a napětí pro G_2 se mění v rozmezí 0 až 6 V, je regulační rozsah asi 35 dB. Připojíme-li emitor k předpětí asi 2 až 5 V vůči G_2 , zvětší se rozsah regulace na účtyhodnou velikost asi 45 dB. Předpětí můžeme vytvořit buď děličem, nebo Zenerovou diodou (např. KZ260/6V2, obr. 66b).

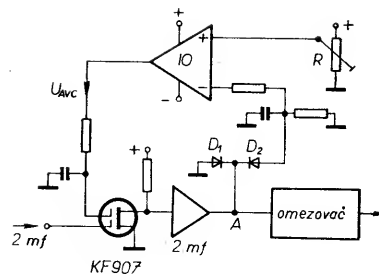
Nevýhodou MOSFET jsou velké impedance obou elektrod G i kolektoru (elektroda D). To vede často k nestabilitě, příp. oscilacím. Mimo jiné je žádoucí dokonale vř uzemnit G_2 i emitor (elektroda S), nejlépe bezvzduchovými kondenzátory a na kolektor navléci feritovou trubičku např. z toroidu o \varnothing 4 mm z hmoty H22. Samozřejmě, že stabilitu lze zlepšit přemostěním vstupu a výstupu rezistorem s menším odporem ($\leq 470 \Omega$), ovšem za cenu ztráty zisku.

Obvod lze zatlumit i malou impedancí bezprostředně následujícího tranzistoru. Jestliže za MOSFET následuje filtr s transformační impedancí, např. podle obr. 66b, je možno zajistit patřičné tlumení přímo vhodným transformačním poměrem filtru a impedancí následujícího zesilovače. Stupeň transformace obvodu z obr. 66b (tj. poměr C_1 a C_2) je samozřejmě dán požadovaným tvarem přenosové křivky. Obdobně může být využito jiného typu filtru, který má možnost transformovat impedance (např. článek II, dolní propust).



Obr. 66. AVC s MOSFET (KF907)

Vzhledem k obtížnému získávání diod PIN lze pro naše účely doporučit jako útlumový člen AVC celkem jednoznačně unipolární tranzistor (MOSFET KF907). Zbývá vyřešit problém jeho ovládní. Jako regulační signál je výhodné použít výstup 2. mř, kde je nutno udržovat konstantní signál s amplitudou požadovanou jednak následujícími obvody (omezovač, demodulátor), jednak výstupním tranzistorem 2. mř, čímž je zajištěn jeho lineární provoz. Pro běžně používané tranzistory v obvodech 2. mř (KF190, BFR90) je



Obr. 67. Ovládací obvody AVC

v tomto případě maximum jejich výstupního signálu přibližně 250 mV. Základní schéma obvodu je na obr. 67. Výstupní signál 2. mř je detekován nejlépe zdvojovačem D_1 , D_2 (vzhledem k relativně malé amplitudě je žádoucí použít pro detekci Schottkyho diody – malé napětí kolena). V následujícím operačním zesilovači je regulační napětí porovnáváno s referenčním napětím, rozdíly je zesílen a přiváděn na G_2 regulačního MOSFET. Velikost referenčního napětí lze měnit potenciometrem R a tím nastavit regulační charakteristiku AVC, tj. především velikost výstupního signálu 2. mř v bodě A na uvedené 250 mV.

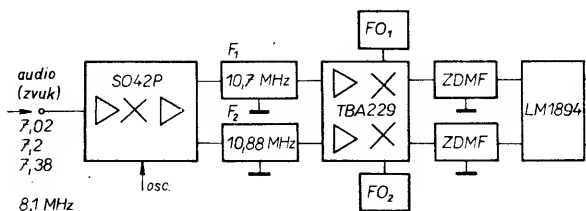
Je-li k detekci signálu 2. mř použit IO se stejnosměrným výstupem pro AVC, např. SL1451 (řákový závěs), samozřejmě odpadá v obr. 67 detektor D_1 , D_2 . Naproti tomu demodulátory SL1452, SL1454, SL1455 výstup AVC nemají a je nutno jej vytvořit detekcí výstupu 2. mř (D_1 , D_2 , obr. 67).

13. Zvuková část

Jak jsme již uvedli, jsou zvukové subnosné odbočovány za zesilovačem úplného základního signálu podle obr. 58 přes filtr potlačující videosignály, obzvláště barvosnosnou (4,43 MHz), jejíž spektrum se zvuku blíží nejvíce. Subnosné zvuku se nacházejí většinou v pásmu 6 až 8,5 MHz. Je použita kmitočtová modulace s jednou hlavní subnosnou zvuku obvykle na některém z kmitočtů 6,5; 6,6; 6,65 MHz. Modulační zdvih je 50 kHz, šířka pásma většinou přibližně 300 kHz, výjimečně větší (až 900 kHz). Na této subnosné je přenášen normální nekomprimovaný monofonní zvukový doprovod TV obrazu. Vedle ní je ve zvukové části spektra základního signálu několik dalších subnosných, např. 7,02; 7,2; 7,38... 8,1 MHz, modulovaných s menším zdvihem a šířkou pásma (přibližně 100 kHz). Podle údajů z firemní literatury Rohde-Schwarz (měření) – jiný podklad zatím nemáme – jsou tyto subnosné komprimovány proměnným filtrem zvukové preemfáze a kompresorem dynamiky podle okamžitého charakteru toho kterého zvuku. Jde o systém „Wegener“, označovaný např. Wegener-Panda I, II. První dvojice těchto subnosných, tedy 7,02 a 7,2 MHz, přenáší stereofonní zvuk pro TV obraz, ostatní jiné zvukové signály (rozhlas) a to buď monofonní nebo stereofonní.

Zpracování a demodulace vyšších subnosných by podle výše uvedeného pramenu (R&S) měly probíhat následovně. Stereofonní zvukové subnosné (7,02; 7,2 MHz) jsou nejprve filtrovány a demodulovány, pak přicházejí na obvod s řízenou zvukovou deemfází a expander dynamiky. Podobně jsou zpracovány i další vyšší subnosné rozhlasu.

Skutečné zpracování stereofonních signálů bývá zřejmě dosti odlišné od výše uvedeného. Tak např. v přijímači Grundig STR 201 je k dekódování použit IO LM1894 (National Semiconductor Corp.), což je proměnná dolní propust, označovaná jako dynamický reduktor šumu (DNR). Expander dynami-



Obr. 68. Zpracování stereofonního zvuku v přijímači Grundig SR 201

ky je vynechán, filtr zvukové deefmáze je pevný. Blokové schéma je na obr. 68. Zvukové subnosné 7,02; 7,2 ... MHz jsou konvertovány směšovačem (SO42P) do pásma zvukové mf 10,7; 10,88 ... MHz, filtrovány (F_1 , F_2), demodulovány dvojitým koincidenčním demodulátorem (TBA229) a příslušnými fázovacími obvody (FO_1 , FO_2), upraveny filtry zvukové deefmáze (ZDMF) a posléze přivedeny na již zmíněný reduktor šumu LM1894. Na jeho výstupu jsou pak i signály levého a pravého kanálu.

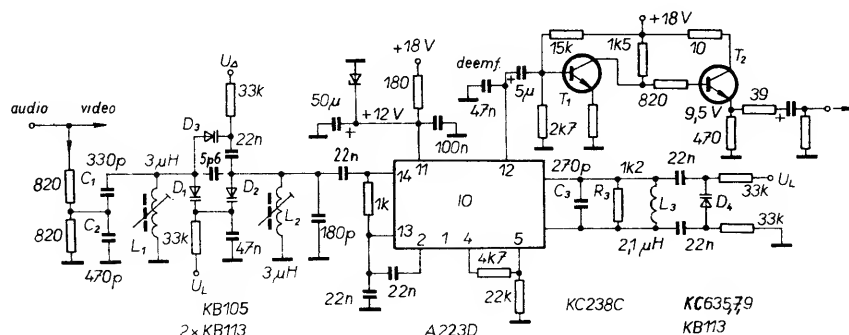
Varianta zpracování stereofonního signálu je celá řada, tu, kterou jsme popsali, lze kvalifikovat spíše jako „pseudo-Wegener“. Přesto subjektivní dojem z poslechu je velmi dobrý.

Nouzově je možno přijímat vyšší subnosné (rozhlásové) přes filtr s šířkou pásma ≈ 100 kHz. Zvuk je poněkud zkreslený, pro příjem hudby nepřilíhí vhodný, srozumitelnost řeči je však dobrá.

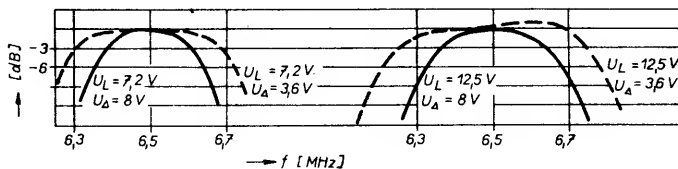
U individuálně stavěných (případně levnějších profesionálně vyráběných) přijímačů je využívána většinou pouze základní subnosná zvuku s monofonním doprovodem TV obrazu. Též zde popisované obvody se budou týkat pouze monofonního zvuku.

Obvody pro zpracování zvuku mohou být zásadně koncipovány dvojím způsobem: buď lze filtrovat a detekovat subnosné na původních kmitočtech (6,5; 6,6; 6,65 ... 8,1 MHz), nebo je lze konvertovat na obvyklou zvukovou mf, tj. 10,7 MHz a pak filtrovat a detekovat. Tento posledně jmenovaný způsob je výhodný možností použít keramické filtry 10,7 MHz, ovšem za cenu složitosti zařízení (směšovač-oscilátor navíc).

Všimněme si nejprve prvního způsobu, tj. s detekcí na původních kmitočtech. Použitelné zapojení je na obr. 69. Signál základní subnosné zvuku je odbočen z cesty úplného základního signálu odporovým děličem (R_1 , R_2) s co největší impedancí, aby nebyla ovlivňována cesta videosignálu. Je přiveden přes kapacitní dělič C_1 , C_2 na dvouobvodovou pásmovou propust (L_1 , D_1 , L_2 , D_2). Kapacitní dělič vytváří patřičné tlumení primárnímu obvodu filtru. Ladění propustí obstarají varikapy KB113 (D_1 , D_2). Vazbu mezi oběma obvody lze měnit varikapem KB105 (D_3). Zesílení a detekci zajistí IO A223D (A220D)



Obr. 69. Zpracování monofonního zvuku bez konverze



Obr. 70. Ladění a změna šířky pásma zvukového filtru

s koincidenčním demodulátorem. Fázovací obvod (L_3 , C_3 , R_3) může být doladován varikapem KB113 (D_4), podle našich zkušeností však to není nutné, stačí pevně nastavit L_3 , obvod je dostatečně širokopásmový.

Přenosové charakteristiky filtru pro různá ladící napětí U_L a různá napětí ΔU ovládací D_3 , tedy šířku pásma, jsou na obr. 70. Pro běžný příjem postačí ovládat pouze ladění filtru, varikap D_3 a příslušný napájecí obvod lze nahradit pevným kondenzátorem 4,7 až 6,8 pF. Určitou nevýhodou je ztlačná změna šířky pásma při ladění filtru v širším pásmu. Výstupní signál IO A223D prochází filtrem deefmáze (47 nF, 1 k Ω u A223D), je zesílen (T_1) a impedančně přizpůsoben sledovačem (T_2).

Velkou výhodou řešení z obr. 69 je jednoduchost, snadná realizace. Kvalita zvuku je dána nastavením fázovacího obvodu koincidenčního demodulátoru, při troše péče je výborná.

Komerčně vyráběné přijímače používají v obvodu pro zpracování zvukových subnosných výlučně konverzi originálního signálu do mf $\approx 10,7$ MHz. Tento systém dává možnost libovolně naladit kterýkoli zvukový signál, zvolit přesně určenou šířku pásma, využít standardní filtry pro zvukovou mf, případně i keramické. Blokové schéma je obdobou systému z obr. 68. Úprava pro naši potřebu je v konstrukční části tohoto čísla.

Literatura

- [1] Družicový přijímač (MLR). AR A12/88, 1, 2/89.
- [2] Krupka, K.: Televizní antény. AR B6/81.
- [3] Siemens Schaltbeispiele 1974/75.
- [4] Viřáz, I.: Návrh filtru soustředěné selektivity. AR A3/75.
- [5] Hajoš, Z.: Filtry v televizní technice. Vydavatelstvo technickej a ekonomickej literatury: Bratislava 1981.
- [6] Saal: Der Entwurf von Filtern mit Hilfe des Kataloges Telefunken GMBH.
- [7] Krupka, K.; Kunc, J.: Vř zesilovače, filtry ... AR B6/86.
- [8] Šimánková, P.; Němec, J.: Přenosové vlastnosti filtrů PAV. Slaboproudý obzor 2/87.

II. Příklad konstrukce družicového přijímače

1. Úvod

Koncepce přijímače vznikla na základě úvah, uvedených v předcházejících kapitolách, a to jako kompromis mezi dosažitelnými technickými parametry, pokud možno jednoduchou konstrukcí a dostupností použitých součástek. Hlavním cílem bylo použít v maximální možné míře součástky tuzemské nebo ze země RVHP. Jak se nám tento záměr zdaří, závisí již jen na vašem posouzení po přečtení následujících kapitol. Již na tomto místě je třeba upozornit, že do stavby by se neměli pouštět ti, co mají s touto technikou malé nebo žádné zkušenosti. Kromě toho je potřebné alespoň základní vybavení měřicí technikou.

Před stavbou je třeba pečlivě si přečíst celé toto číslo AR řady B, aby nevznikly zbytečné nejasnosti a chyby při oživování a nastavování obvodů.

2. Koncepce přijímače

Na základě úvah v první části tohoto čísla jsme při návrhu koncepce museli nejprve určit kmitočty druhé mezifrekvence (dále 2. mf). V době vzniku byly známy tyto používané a doporučené kmitočty 2. mf: 70 MHz, 134 MHz, 479,5 MHz. Vyskytovaly se i kmitočty 200 MHz, 610 MHz apod. Volba nakonec padla na kmitočty 134 MHz a to hned z několika důvodů: Tento kmitočet byl ve své době v zahraničí doporučován pro profesionální výrobky i výrobky spotřební elektroniky v oblasti družicového příjmu. V zahraničí byly pro tuto kmitočtovou oblast nabízeny některé speciální součásti (filtry PAV fy Siemens, obvody SL1454 fy Plessey, NE568 fy Philips). Dále se tento kmitočet jevil jako vhodný kompromis mezi požadavkem na dostatečné potlačení zrcadlových signálů a možností dosáhnout dobrého souběhu mezi vstupním filtrem a oscilátorem. Při vývoji přijímače se nakonec ukázal tento předpoklad jako správný. Dalším důvodem byla volba tranzistorů a dalších polovodičových součástek, které by byly schopné zesilovat nebo jinak zpracovávat signál zvoleného 2. mf kmitočtu. Při volbě 134 MHz (až do asi 250 MHz) se dají vcelku dobře použít naše tranzistory KF190, popř. KF590. Pro 2. mf = 134 MHz by bylo možné využít i tranzistorů typu dual-gate MOSFET, typu KF910, popř. KF907 – bylo by však nutné realizovat obvody s velkými impedancemi a problémy s tím spojené jsou všeobecně známy. Pro kmitočty v okolí 134 MHz bylo možné uvažovat i s využitím obvodu typu SO42P fy Siemens (polský ekvivalent UL1042). Jeho použití se však nakonec ukázalo jako neefektivní. Mezi integrované obvody, které pracují do oblasti asi 160 ÷ 250 MHz, patří navíc obvody emitor-

vě vázané logiky (tzv. obvody ECL), vyráběné v SSSR a do ČSSR dovážené.

Kdybychom volili 2. mř kmitočet v okolí 500 MHz a výše, bylo by sice možné použít tranzistory typu KF190 (KF590), ale s ohledem na dosažitelné zesílení by to bylo řešení značně neefektivní. Je sice možné použít MOSFET KF907, ale opět vyvstávají již dříve uvedené problémy. Běžné obvody ECL se na těchto kmitočtech již prakticky nedají použít, žádné jiné běžné dostupné obvody na trhu země RVHP neexistují. Řešením bylo použít tranzistory typu BFR90 apod., ovšem v době rozhodování o koncepci přijímače byly tyto tranzistory prakticky v RVHP nedostupné (včetně MLR, kde byla situace nejasná, i když tam byly občas v prodeji). Pro úplnost bych ještě doplnil, že pro tuto oblast kmitočtů i pro kmitočty v oblasti 1 až 2 GHz se vyrábí několik typů tranzistorů v SSSR. Některé jejich parametry nejsou právě nejlepší: většinou mají malý ztrátový výkon, malé povolené proudy a napětí, nepříznivý průběh vstupní a výstupní impedance, kolísavou kvalitu. Také cenové relace nejsou nejpriznivější.

Z těchto důvodů byl zvolen kmitočet 2. mř 134 MHz. Tím byla omezena nutnost použít zahraniční kvalitní tranzistory pouze pro 1. mř: jsou ve vstupním zesilovači, popř. oscilátoru. Prakticky všechny ostatní součástky v celém přijímači jsou běžně dostupné.

Blokové schéma přijímače je na obr. 71. Signál z vnější jednotky je přiveden na vstupní konektor. Na něj je v přijímači přivedeno přes tlumivku napájecí napětí asi +15 V, kterým je po koaxiálním kabelu napájena vnější jednotka. Signál z vnější jednotky v pásmu 1. mř 950 až 1750 MHz je zesílen v zesilovači, osazeném tranzistorem T_1 , T_2 . Dále následuje pásmová propust, přeladovaná společně s oscilátorem. Jejím hlavním úkolem je dostatečně potlačit signály na zrcadlovém kmitočtu. Dále částečně zabráňuje pronikání oscilátorového signálu na vstup a tvoří také první selektivní část celého přijímače. Následuje oscilátor tvořený tranzistorem T_{10} , přeladovaný varikapou D_{16} , D_{17} . Oscilátor je oddělen od dalších obvodů (filtr, směšovač) zesilovačem s tranzistorem T_{11} . Vstupní a oscilátorový signál se směšují v obvodu směšovače, tvořeného diodou D_5 a tranzistorem T_3 . Tranzistor současně slouží jako regulační prvek smyčky automatického vyrovňání citlivosti (AVC). V kolektoru tranzistoru T_3 je zapojen paralelní rezonanční obvod. Jeho úkolem je potlačit pronikání oscilátorového signálu do zesilovače 2. mř kmitočtu a přizpůsobit impedančně tranzistor T_3 k prvnímu zesilovači 2. mř (tranzistor T_4). Dále následuje přepínatelný filtr, který tvoří hlavní selektivitu přijímače. Za ním je zapojen další zesilovač 2. mř s tranzistorem T_5 a T_6 . Na jeho výstup je připojen jednak limitační zesilovač IO_2 a jednak diodový detektor D_{12} , D_{13} , který spolu s operačním zesilovačem IO_1 tvoří smyčku AVC. Limitační zesilovač IO_2 napájí koincidenční demodulátor, tvořený fázovým detektorem (diody D_{15}) a zesilovačem (tranzistorem T_7) s fázovacím obvodem.

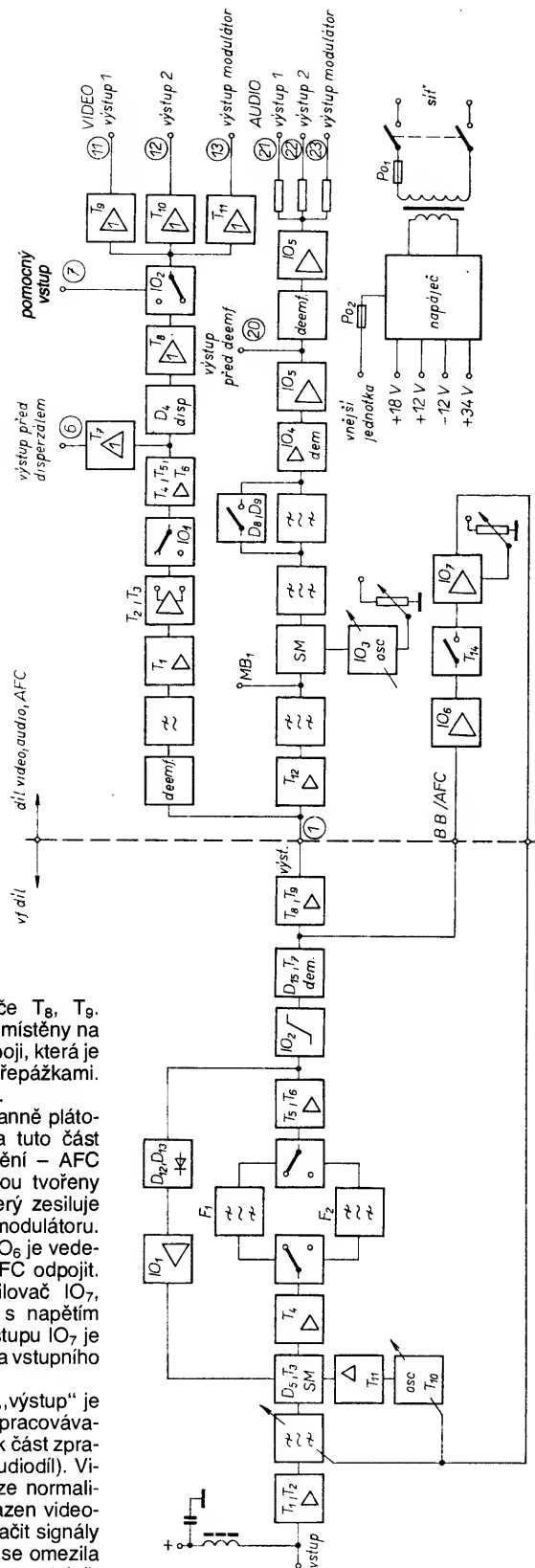
Na výstupu demodulátoru dostaneme demodulovaný signál v základním pásmu, tvořený videosignálem a signály (nebo signálem) pomocných zvukových subnosných kmitočtů. Do tohoto bodu je jednak připojen oddělovací zesilovač T_8 , T_9 a dále je odtud odebrán vzorek signálu pro smyčku AFC. Z tohoto místa můžeme také odebrat signál základního pásma (označovaný jako B.B., base band), obsahující také stejnosměrnou složku. Signál B.B., avšak bez ss složky, lze

odebrat i z výstupu zesilovače T_8 , T_9 . Všechny popsané obvody jsou umístěny na dvoustranné desce s plošnými spoji, která je zapájena do kovového rámu s přepážkami. Tuto část budeme nazývat vf díl.

Další obvody jsou na jednostranně plátované desce s plošnými spoji a tuto část nazýváme díl video, audio, ladění – AFC (VAL). Obvody smyčky AFC jsou tvořeny operačním zesilovačem IO_6 , který zesiluje a filtruje vzorek signálu z demodulátoru. Stejnoseměrné napětí z výstupu IO_6 je vedeno na spínač T_{14} , kterým lze AFC odpojit. Dále následuje diferenční zesilovač IO_7 , v němž se sčítá ladiční napětí s napětím smyčky AFC. Ladiční napětí z výstupu IO_7 je přivedeno na varikapu oscilátoru a vstupního filtru vf dílu.

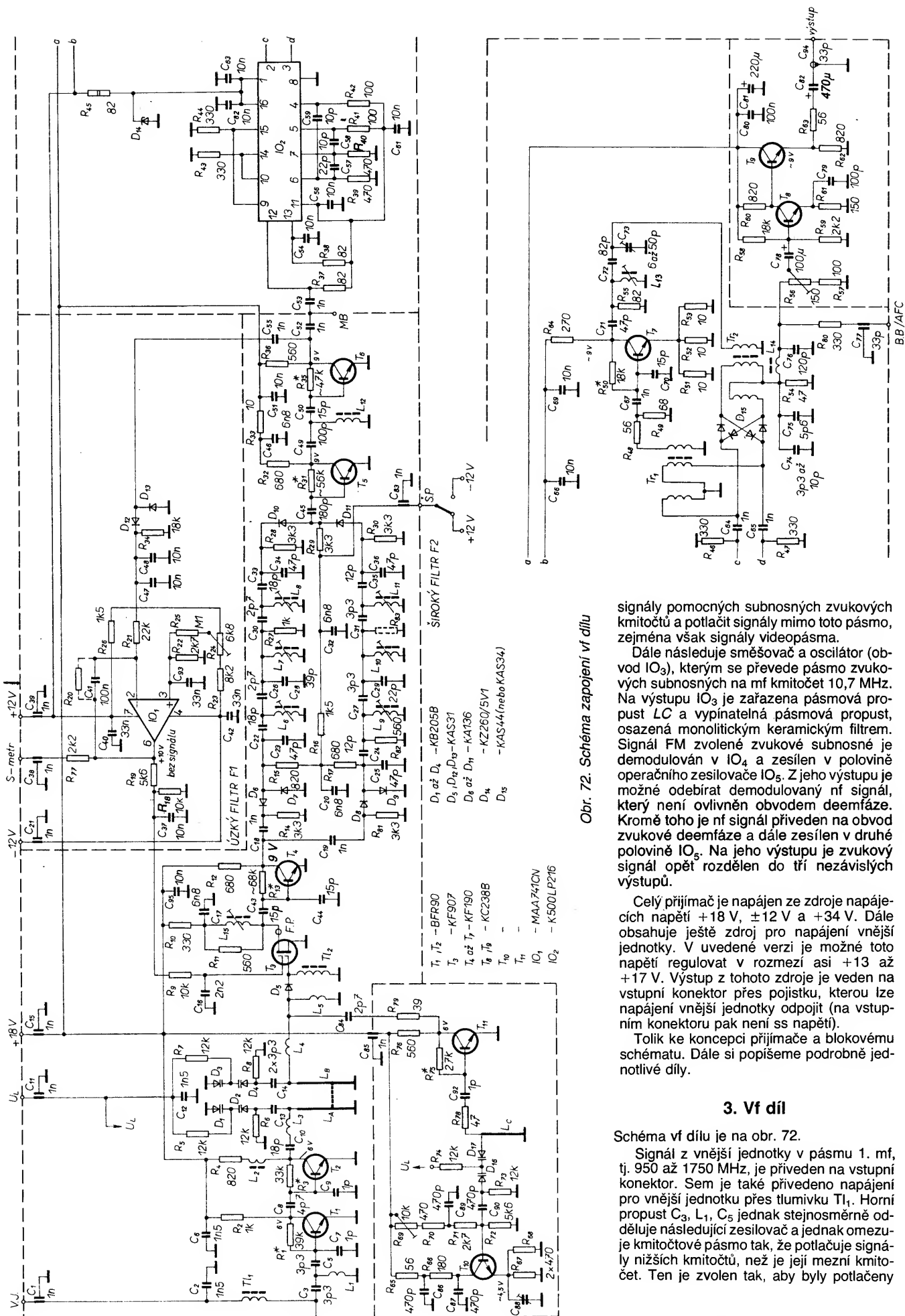
Na svorku vf dílu označenou „výstup“ je připojena jednak část zapojení, zpracovávající videosignál (videodíl) a jednak část zpracovávající zvukové subnosné (audiodíl). Videodíl začíná obvodem deemfaze normalizovaného tvaru, za nímž je zařazen videofiltr. Jeho hlavním úkolem je potlačit signály zvukových subnosných tak, aby se omezila možnost vzniku nežádoucích intermodulačních produktů mezi složkami videosignálu a zvukovými subnosnými. Dále následuje první videozesilovač (T_1 , T_2 , T_3), v němž je současně možno měnit spínačem IO_1 polaritu videosignálu. Ten je dále zesilován v zesilovači T_4 , T_5 , T_6 na mezivrcholovou úroveň asi 2,6 V. Do tohoto bodu je připojen jednak pomocný výstupní sledovač T_7 , z něhož je možné odebrat videosignál např. pro descambler apod., a dále obvod potlačení disperzál (dioda D_4). Disperzál je oddělen od dalších obvodů sledovačem T_8 , za nímž následuje spínač IO_2 . Ten přepíná videosignál, přicházející na výstupní sledovače T_9 , T_{10} ,

Obr. 71. Blokové schéma přijímače



T_{11} buď ze sledovače T_8 nebo z pomocného vstupu, ke kterému je možné připojit např. výstup descambleru apod. Dva ze sledovačů T_9 , T_{10} , T_{11} jsou připojeny na výstupní konektory a třetí může být použit pro buzení modulatoru, který převádí videosignál na některý z kanálů televizního pásma VHF nebo UHF.

Na vstupu dílu audio je oddělovací emitorový sledovač osazený tranzistorem T_{12} , za nímž je zařazen filtr složený z horní a dolní propusti. Jeho úkolem je vymezit propouštěné pásmo pouze na tu část, která obsahuje



Obr. 72. Schéma zapojení v dílu

signály pomocných subnosných zvukových kmitočtů a potlačit signály mimo toto pásmo, zejména však signály videopásmu.

Dále následuje směšovač a oscilátor (obvod IO_3), kterým se převede pásmo zvukových subnosných na mř kmitočty 10,7 MHz. Na výstupu IO_3 je zařazena pásmová propust LC a vypínatelná pásmová propust, osazená monolitickým keramickým filtrem. Signál FM zvolené zvukové subnosné je demodulován v IO_4 a zesílen v polovině operačního zesilovače IO_5 . Z jeho výstupu je možné odebrat demodulovaný nř signál, který není ovlivněn obvodem deemfáze. Kromě toho je nř signál přiveden na obvod zvukové deemfáze a dále zesílen v druhé polovině IO_5 . Na jeho výstupu je zvukový signál opět rozdělen do tří nezávislých výstupů.

Celý přijímač je napájen ze zdroje napájecích napětí +18 V, +12 V a +34 V. Dále obsahuje ještě zdroj pro napájení vnější jednotky. V uvedené verzi je možné toto napětí regulovat v rozmezí asi +13 až +17 V. Výstup z tohoto zdroje je veden na vstupní konektor přes pojistku, kterou lze napájení vnější jednotky odpojit (na vstupním konektoru pak není ss napětí).

Tolik ke koncepci přijímače a blokovému schématu. Dále si popíšeme podrobně jednotlivé díly.

3. Vř díl

Schéma vř dílu je na obr. 72.

Signál z vnější jednotky v pásmu 1. mř, tj. 950 až 1750 MHz, je přiveden na vstupní konektor. Sem je také přivedeno napájení pro vnější jednotku přes tlumivku T_{11} . Horní propust C_3 , L_1 , C_5 jednak stejnosměrně odděluje následující zesilovač a jednak omezuje kmitočtové pásmo tak, že potlačuje signály nižších kmitočtů, než je její mezní kmitočet. Ten je zvolen tak, aby byly potlačeny

kmitočty televizního pásma UHF a samozřejmě i nižší. Kmitočtové pásmo směrem k nižším kmitočtům omezuje také C_8 mezi zesilovacími stupni. Zesilovač 1. mf je tvořen tranzistory T_1 , T_2 typu BFR90, BFG65 apod. Kondenzátory C_7 a C_9 tvoří velice jednoduché přizpůsobení, které se však příznivě uplatňuje pouze u tranzistorů od některých výrobců, popř. jen u některých typů. Tyto kondenzátory proto osadíme pouze tehdy, máme-li možnost měřit průběh zesílení na kmitočtech 1. mf. Již na tomto místě považují za nutné upozornit na to, že na pozicích tranzistorů T_1 až T_4 je třeba použít kvalitní tranzistory od solidních výrobců jako jsou např. Siemens, Philips, Telefunken, SGS apod. V žádném případě nedoporučuji používat tranzistory z MLR, které v nouzi vyhoví v oscilátoru, ale v žádném případě ne v zesilovači.

Signál je dále veden přes vazební cívku L_3 na pásmovou propust, tvořenou „cívkami“ L_A , L_B . Její konstrukce je uvedena dále. Je navržena tak, že je její šifka pásma pro pokles 3 dB asi 50 až 80 MHz a při optimálně nastaveném souběhu je pak potlačení zrcadlových kmitočtů lepší než 30 dB, typicky 40 dB.

Propust je laděna varikapy D_1 až D_4 , které jsou k „cívkám“ připojeny přes padingové kondenzátory C_{13} , C_{14} . Kapacita těchto kondenzátorů je kritická a byla optimalizována s ohledem na průběh kmitočtu oscilátoru.

Signál z pásmové propusti je přiveden přes vazební cívku L_4 a přizpůsobovací cívku L_5 na směšovací Schottkyho diodu D_5 (KAS31). Účinnost směšování dále zvětšuje použitý T_3 , dual gate MOSFET KF907. Tlumička T_2 pouze uzavírá ss obvod.

Oscilátor je tvořen tranzistorem T_{10} v zapojení se společným kolektorem (tj. emitorem vždy sledovač), který kmitá na kmitočtu o mf kmitočet vyšším než je přijímaný signál, tj. přibližně v pásmu 1084 až 1884 MHz. Přeladitelnost 800 MHz v uvedeném rozmezí kmitočtů (obvykle se dosahuje přeladitelnosti asi o 50 MHz větší) je dána zejména použitými varikapy, dále pak pečlivostí montáže, tranzistorem T_{10} , použitými součástkami a v neposlední řadě návrhem plošných spojů. Jako dostupné varikapy se nejlépe osvědčily BB121A, které byly svého času ve výprodejích; jsou jimi osazeny i některé výprodejní TV kanálové voliče typu KOMBI (výroba MLR). Výborně se osvědčují i typy např. BB405B apod., tj. varikapy s velkou změnou kapacity ($\Delta C \geq 6$), malou počáteční kapacitou ($C_{30} < 2$ pF) a malou vlastní indukčností. Lze zde použít i naše KB205B, ovšem za cenu zmenšení přeladitelnosti asi na 650 až 750 MHz. Zlepšení lze u těchto typů dosáhnout jejich zbrúšením tak, aby měly co nejmenší délku a tloušťku. Tento postup však nelze odpovědně doporučit, i když byl vyzkoušen s dobrým výsledkem. Vlastní konstrukce oscilátoru bude popsána dále. Rezonanční obvod oscilátoru je sériový a je tvořen diodami D_{16} , D_{17} a cívkou L_C , vytvořenou plošnými spoji. Oscilátorový signál je zesílen, omezen v T_{11} a přiveden na směšovací diodu D_5 přes článek R_{79} , C_{84} . Úkolem tohoto obvodu je omezit ovlivňování vstupní laděné pásmové propusti připojeným oscilátorem a při zachování dostatečné velikosti signálu z oscilátoru dosáhnout co nejlepší účinnosti při směšování.

V kolektoru tranzistoru T_3 je zapojen paralelní rezonanční obvod C_{43} , C_{44} , L_{15} , tlumený rezistorem R_{11} , proto, aby co nejméně ovlivňoval přenosové vlastnosti 2. mf zesilovače v pásmu 134 MHz \pm 14 MHz. Jeho úkolem je hlavně maximálně potlačit pronikání signálu

oscilátoru do zesilovače 2. mf a dále transformovat velkou výstupní impedanci T_3 na malou vstupní impedanci zesilovače T_4 ; toho je dosaženo děličem C_{43} , C_{44} . Za zesilovačem T_4 následují dva přepínatelné filtry hlavní selektivity, tvořené třívodovou pásmovou propustí. Filtř F₁ je tzv. „úzký“, se šífkou pásma 18 až 20 MHz pro pokles 3 dB, filtr F_2 tzv. „široký“ se šífkou pásma 26 až 28 MHz pro pokles 3 dB. Filtry se přepínají elektronicky diodami D_6 až D_{11} . Kondenzátory C_{22} , C_{23} , C_{33} , C_{34} u „úzkého“ filtru a C_{24} , C_{25} , C_{35} , C_{36} u „širokého“ filtru tvoří jednak rezonanční kapacitu filtru a jednak přizpůsobují filtr k zesilovačům.

Následující dvojice tranzistorů T_5 , T_6 zesiluje signál 2. mf kmitočtu na úroveň vhodnou pro následující limitační (omezovací) zesilovač tj. asi -10 dBm až 0 dBm/75 Ω . Obvod složený z C_{49} , C_{50} , L_{12} tvoří tzv. náklonový článek, který vyrovnává zmenšení zisku dvojice T_5 , T_6 směrem k vyšším kmitočtům.

Z kolektoru T_6 je odebrán signál 2. mf jednak pro limitační zesilovač a jednak pro smyčku AVC. Zde je nejprve signál usměrněn ve zdvojeňovači D_{12} , D_{13} , osazeném Schottkyho diodami KAS31. Usměrněné napětí je přivedeno na invertující vstup operačního zesilovače IO_1 . Neinvertující vstup je napájen referenčním napětím z běžce R_{24} , kterým se řídí úroveň signálu 2. mf na kolektoru T_6 . Z výstupu IO_1 je odebrán signál přes R_{77} (např. pro indikátor síly signálu). Toto napětí je výhodné vyvést na konektor na zadní panel přijímače, protože dobře poslouží při přesném směřování antény. Dále je napětí z výstupu IO_1 přes dělič R_{18} , R_{19} přivedeno na elektrodu G_2 tranzistoru T_3 , čímž je uzavřena smyčka AVC.

Signál 2. mf je přiveden, jak již bylo uvedeno, na limitační zesilovač. Zde je použit obvod logiky ECL K500LP216, což je tzv. linkový přijímač. Je to vlastně trojice diferenčních zesilovačů. V zapojení jsou využity všechny tři stupně. První dva stupně jsou spojeny galvanicky, třetí stupeň je oddělen C_{57} , C_{58} , C_{59} . Tyto kondenzátory zásadním způsobem zlepšují stabilitu celého obvodu. Zde je třeba upozornit na to, že u tohoto obvodu záleží na rozložení součástek a provedení plošných spojů, jinak je obvod občas náchylný ke kmitání. Tyto obvody, pokud jsou od různých výrobců, se obvykle navzájem mírně liší. Obvody K500LP216 (výroba SSSR) se navzájem mírně liší i v různých výrobních sériích.

Výstupy z obvodu IO_2 jsou na vývodech 2 a 3. Napětí na nich jsou navzájem v protifázi. Této vlastnosti je s výhodou využito při napájení fázového detektoru, tvořeného diodami D_{15} a širokopásmovým transformátorem Tr_2 . Demodulátor je koincidenčního typu. V jedné jeho větvi je zmíněný fázový detektor a ve druhé větvi je zesilovač s tranzistorem T_7 a fázovací obvod C_{71} , R_{55} , C_{72} , C_{73} , L_{13} . Zesilovač je napájen přes transformátor Tr_1 , který je použit proto, aby byly shodně zatíženy oba výstupy IO_2 . Kondenzátor C_{70} přispívá k lineární charakteristice demodulátoru.

Na výstupu fázového detektoru (střed transformátoru Tr_2) je demodulovaný signál v základním pásmu (tzv. B.B.), obsahující videosignál a signály zvukových subnosných kmitočtů. Kondenzátory C_{74} , C_{75} linea-

rizují charakteristiku demodulátoru. Obvod L_{14} , C_{76} tvoří dolní propust, která potlačuje kmitočet 2. mf 134 MHz. Z tohoto místa je vyveden signál pro smyčku AFC a popř. i signál základního pásma, obsahující ss složku. Ten je možné po příslušném zesílení a úpravě použít např. pro různé desamblery, dekodéry systému MAC apod. K výstupu dolní propusti je dále připojen trimr R_{56} , sloužící k regulaci úrovně signálu, z něhož je napájen zesilovač v zapojení SE-SK. Jeho úkolem je zesílit signál B.B. na úroveň vhodnou k dalšímu zpracování v dílu video, audio, ladění – AFC (VAL).

Na obr. 73 je rozložení součástek v dílu, na obr. 74 je detail provedení vstupní laděné pásmové propusti, na obr. 75 jsou navíjecí předpisy cívek vinutých na kostřičkách.

Cívka L_{15} je navinuta na kostřičce s krytem typ 5FF 22116 (výrobce TESLA Kolín), cívka L_{13} na kostře QA 26145 s krytem QA 69158 (výrobce TESLA Pardubice). Cívky hlavního filtru 2. mf L_6 a L_{11} mohou být navinuty jak na kostřičkách 5FF 22116, tak i na QA 26145, QA 69158.

Plošné spoje jsou přizpůsobeny pro použití obou typů; typy se však liší mezi sebou v počtu závitů (viz navíjecí předpis).

Na obr. 76 je navíjecí předpis na širokopásmový třífilární transformátor Tr_1 , Tr_2 . Na tomto místě je třeba upozornit na nutnost pečlivého provedení jak cívek hlavního filtru, tak i transformátorů Tr_1 a Tr_2 . Jakákoliv chyba se velmi obtížně hledá a bez měřicí techniky je to téměř nemožné. V tab. 1 jsou navíjecí předpisy ostatních cívek. V tab. 2 je rozpiska součástek a na obr. 77 a 78 obrazce plošných spojů. Oboustranně plátovaná deska je z běžného kuprextitu tl. 1,5 mm. Deska je zapájena do rámu z plechu tl. asi 1 mm (nejlépe ocelový pocínovaný nebo pozinkovaný). Lze použít i plech mosazný nebo měděný, ale vzhledem k dobré tepelné vodivosti mědi nebo mosazi se do rámu z tohoto materiálu deska špatně pájí. Přepážky jsou z pocínovaného ocelového plechu tl. 0,4 až 0,5 mm. Schematický náčrt rámu s přepážkami je na obr. 79.

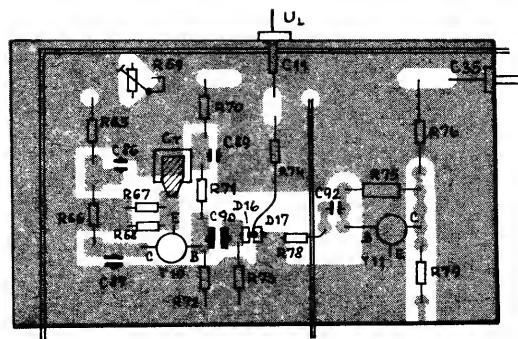
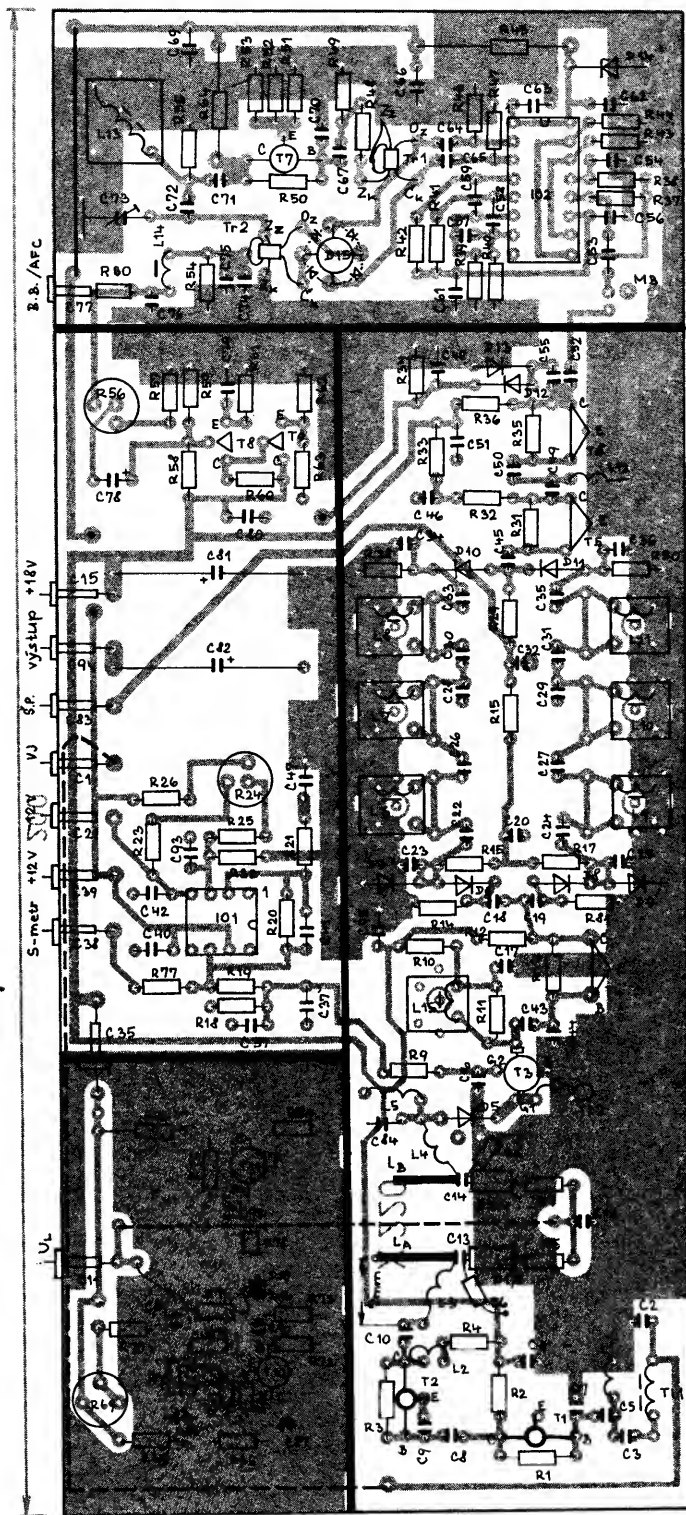
4. Sestavení a osazení v dílu, použité součástky

Nejprve zhotovíme a sestavíme rám. Skládá se z dílu 2 ohnutého do tvaru U a z rovného dílu 1 (obr. 79). V dílu 1 jednak vyvrtáme díry pro průchodkové kondenzátory (na dvou pozicích je možné použít i skleněné průchodky) a zapájíme je. K dílu 2 připevníme lemovací matice, sloupek k připevnění v dílu ke dnu skříně přijímače a vstupní konektor. Nejvhodnější je TV konektor – zásuvka – podle normy IEC. Pro amatérskou konstrukci lze např. použít některé typy konektů z NDR, konektor SZ-02, výrobce VD Universal Bratislava apod. Konektor SZ-02 upravíme tak, že odstraníme část plechu sloužícího k připevnění pláště koaxiálního kabelu. Ve zbylém plechu vyvrtáme v rozích 2 až 4 díry, stejné díry a díry pro konektor vyvrtáme i v druhém dílu a konektor přinýtujeme. Vhodné nýty jsou o \varnothing 1,6 nebo 2 mm.

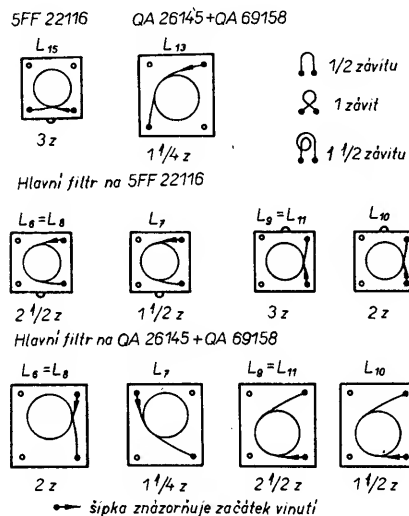
Pak spájíme z obou dílů celý rám. Všechny naznačené díry v desce s plošnými spoji

Tab. 1. Navíjecí předpisy cívek v dílu

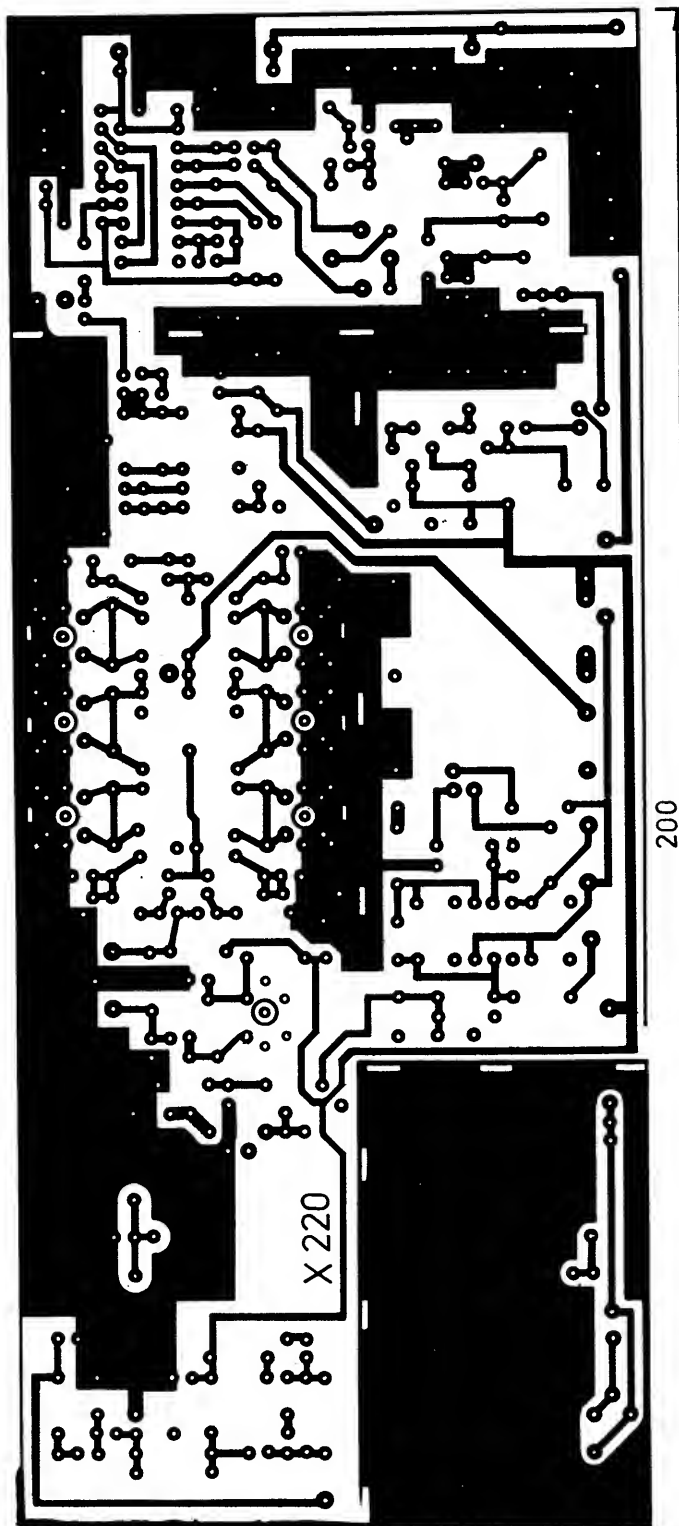
L_1	1,5 závitů izol. drátem o \varnothing 0,4 mm, samonosně, na \varnothing 2 mm
L_2	2,5 z izol. drátem o \varnothing 0,4 mm na feritové tyčce, mat. N1, \varnothing 1,6 \times 4 mm
$L_3 = L_4$	2,5 z izol. drátem o \varnothing 0,4 mm, samonosně, na \varnothing 1,6 mm
L_5	1 z izol. drátem o \varnothing 0,4 mm (nebo Cu), samonosně, na \varnothing 3 mm
L_{12}	7,5 z izol. drátem o \varnothing 0,4 mm, samonosně, na \varnothing 3 mm
L_{14}	11,5 z izol. drátem o \varnothing 0,3 až 0,4 mm na feritové tyčce, mat. N1, \varnothing 1,6 \times 8 mm
Tl_1	6,5 z izol. drátem o \varnothing 0,4 mm na feritovém toroidu, mat. N1, \varnothing 6,3 mm
Tl_2	6,5 z izol. drátem o \varnothing 0,25 mm na feritovém toroidu, mat. N1, \varnothing 4 mm



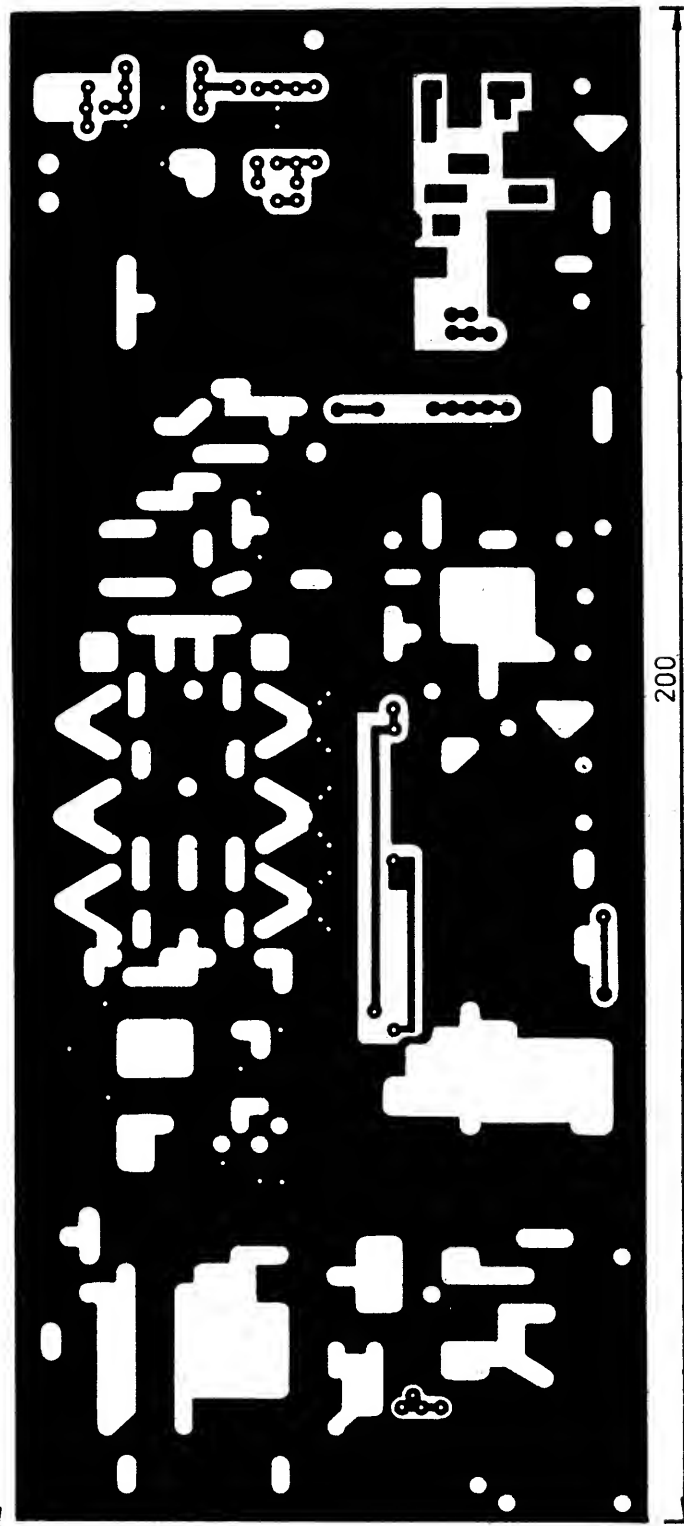
Obr. 73. Rozložení součástek vř dílu na desce s plošnými spoji; PR – v takto vyznačených bodech propojit obě strany desky s plošnými spoji, MB – měřicí bod pro nastavení filtru a demodulátoru, propojí se spojkou ze strany spojů k C_{52} nebo C_{53} , po nastavení propojit kapkou cínu spoj mezi C_{52} a C_{53}



Obr. 76. Navíjecí předpis transformátorů Tr_1 , Tr_2 ; $Tr_1 = Tr_2$, trifilární širokopásmový transformátor. Vinutí je vytvořeno ze tří zkroucených izolovaných drátů (nejlépe CuU) o \varnothing 0,15 mm. Pro snadnou montáž je vhodné, jsou-li dráty různobarevné. Označení: č = červený, o = oranžový, z = zelený. Počet zkrutů asi 10 na délku 10 mm. Transformátor je na feritovém toroidu o \varnothing 4 mm z hmoty N05 nebo N1. Na toroid navineme 6 1/2 závitů zkroucených drátů, konce vinutí upravíme podle obrázku, přičemž spojíme konce o_1 a $č_2$.



Obr. 77. Deska s plošnými spoji X220 – strana spojů



Obr. 78. Deska s plošnými spoji X220 – strana součástek

Tab. 2. Seznam součástek vř dílu

Rezistory (TR 191) a trimry (TP 095)

R_1^*	39 k Ω	R_{12}, R_{17}, R_{32}	680 Ω	R_{34}	18 k Ω
R_2	1 k Ω	R_{13}^*	68 k Ω	R_{35}^*	47 k Ω
R_3^*	33 k Ω	$R_{14}, R_{28},$		R_{37}, R_{38}, R_{55}	82 Ω
$R_4, R_{15}, R_{60}, R_{82}$	820 Ω	R_{29}, R_{30}, R_{81}	3,3 k Ω	$R_{39}, R_{40}, R_{67},$	
R_5 až R_8	12 k Ω	R_{18}, R_{26}	1,5 k Ω	R_{68}, R_{70}	470 Ω
R_9, R_{18}	10 k Ω	R_{19}, R_{72}	5,6 k Ω	$R_{41}, R_{42}, R_{57},$	100 Ω
$R_{10}, R_{43}, R_{44},$		R_{20}	nepoužit	R_{45}	82 $\Omega/2$ W, TR 224
R_{46}, R_{47}, R_{80}	330 Ω	R_{21}	22 k Ω	R_{48}, R_{63}, R_{85}	56 Ω
$R_{11}, R_{36}, R_{78}, R_{82}$	560 Ω	R_{22}, R_{71}	2,7 k Ω	R_{49}	68 Ω
		R_{23}	8,2 k Ω	R_{50}^*	18 k Ω
		R_{24}	6,8 k Ω , trimr	R_{54}	47 Ω
		R_{25}	100 k Ω	R_{56}	150 Ω , trimr
		R_{27}^*	1 k Ω	R_{58}	18 k Ω
		R_{31}^*	56 k Ω	R_{59}, R_{77}	2,2 k Ω
		$R_{33}, R_{51},$		R_{61}	150 Ω
		R_{52}, R_{53}	10 Ω	R_{64}	270 Ω

R₆₆ 180 Ω
R₆₉ 10 kΩ, trimr
R₇₃, R₇₄ 12 kΩ
R₇₅ 27 kΩ
R₇₈ 47 Ω
R₇₉ 39 Ω
R₈₃ nepoužít
*vybrat při ožiování podle předepsaného pracovního bodu, R₂₇, R₈₂ ze strany spoji

Kondenzátory

C₁, C₁₁, C₁₅, C₂₁,
C₃₈, C₃₉, C₈₃, C₈₅
1 nF, TK 564, průch.

C₂, C₆, C₁₂ 1,5 nF, TK 724
C₃, C₅ 3,3 pF, TK 656
C₄ nepoužít
C₇, C₉, C₉₂ 1 pF, TK 656
C₈ 4,7 pF, TK 656
C₁₀ 18 pF, TK 754 (755)
C₁₃, C₁₄ 3,3 pF, TK 651, terč.
C₁₆ 2,2 nF, TK 724

C₁₇, C₃₂,
C₂₀, C₄₆ 6,8 nF, TK 744
C₁₈, C₁₉ 1 nF, TK 724 (744)
C₂₂, C₃₃ 18 pF, TK 754, 5 %

C₂₃, C₂₅,
C₃₄, C₃₆ 47 pF, TK 754, 5 %
C₂₄, C₃₅ 12 pF, TK 754, 5 %
C₂₆, C₃₀ 2,7 pF, TK 656, 5 %
C₂₇, C₃₁ 3,3 pF, TK 656, 5 %
C₂₈ 39 pF, TK 754
C₂₉ 22 pF, TK 754

C₃₇, C₄₇, C₄₈, C₅₁, C₅₄,
C₅₆, C₆₁, C₆₂, C₆₃, C₆₆,
C₆₉, C₉₅ 10 nF, TK 744

C₃₇ nepoužít
C₄₀, C₄₂ 33 nF, TK 783
C₄₁, C₈₀ 100 nF, TK 783
C₄₃, C₄₄, C₅₀ 15 pF, TK 754
C₄₉, C₇₉ 100 pF, TK 794

C₅₂, C₅₃, C₅₅,
C₆₄, C₆₅, C₆₇ TK 724, 1 nF

C₅₇ 22 pF, TK 754
C₅₈, C₅₉ 10 pF, TK 754
C₆₀, C₈₈ nepoužít

C₇₀ 15 pF, TK 754, 5 %
C₇₁ 47 pF, TK 774 (754)
C₇₂ 82 pF, TK 774 (754)

C₇₃ 6 až 50 pF, WN 704 25
C₇₄ 3,3 až 10 pF

C₇₅ 5,6 pF, TK 656
C₇₆ 120 pF, TK 794

C₇₇, C₉₄ 33 pF, TK 594
(i skleněná průch.)

C₇₈ 100 μF, TE 003
C₈₁ 220 μF, TF 009

C₈₂ 470 μF, TF 008
C₈₄ 2,7 pF, TK 656

C₈₆, C₈₉ 470 (1000) pF, TK 661,
terč. (popř. TK 724)

C₈₇, C₉₀ 470 pF, TK 661, terč.
z fólie, viz text

C₈₈ 33 nF, TK 782

Kondenzátor C₇₄ je typicky 5,6 pF, liší se podle použitých diod D₁₅ a podle provedení Tr₁, Tr₂ (D₁₅ = KAS44, C₇₄ = 4,7 pF, při 4 × KAS34 je C₇₄ asi 6,8 pF)

Polovodičové součástky

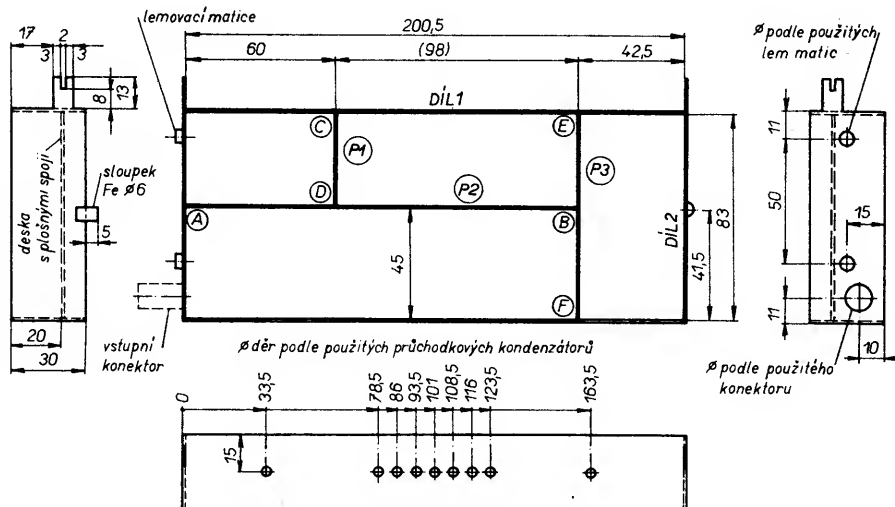
D₁ až D₄ KB205B
D₅ KAS31
D₆ až D₁₁ KA136
D₁₂, D₁₃ KAS31
D₁₄ KZ260/5V1
D₁₅ KAS44 nebo 4 × KAS34
D₁₆, D₁₇ BB121 (BB405, popř. upravené KB205B)

T₁, T₂ BFR90 (BFG65)
T₃ KF907

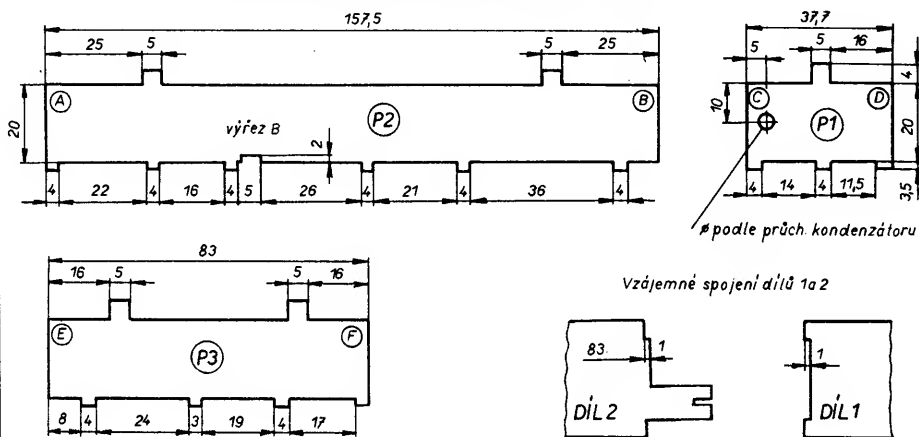
T₄ až T₇ KF190
T₈, T₉ KC238

T₁₀ BFR90
T₁₁ BFR91

IO₁ MAA741CN
IO₂ K500LP216 (MC10216)



Obr. 79. Výkres rámu v dílu a přepážek P1 až P3



vyvrtáme vrtákem o Ø 0,8 mm. Díry pro vývody cívkových kostiček vrtáme na Ø 1 mm, díry pro jádra vrtáme u kostiček 5FF 22116 vrtákem o Ø 4,5 mm, u větších kostiček QA 26145 vrtákem o Ø 5,5 mm. Vrtákem o Ø 1 mm zvětšíme také díry pro integrované obvody, elektrolytické kondenzátory C₈₁, C₈₂, C₇₈, pro diodu D₁₄, rezistor R₄₅, diody D₅, D₁₂, D₁₃, D₁₅ a tranzistor T₃. Dále si vyvrtáme díry pro připojení stínících krytů kostiček a zhotovíme si výřezy pro přepážky. Přepážky mají jednak výstupky na spodní straně, které budou zasunuty a zapájeny do měděné fólie spoji, a jednak výstupky na horní straně, kterými se připevní stínící kryty v dílu. Tyto kryty však nejsou nezbytné nutné. Pak zasuneme desku s plošnými spoji do rámu a vložíme do ní přepážky. Pokud vše nejde lehce sestavit, upravíme mírně desku s plošnými spoji. Po tomto „suchém“ sestavení připejme přepážky a nakonec desku s plošnými spoji. Pájíme po obou stranách zemní plošný spoj a to jak k rámu, tak k přepážkám. Znovu zdůrazňuji, že je třeba připájet plošné spoje po obou stranách (včetně výřezů přepážek ze strany spoji) a to jak ze strany součástek, tak i ze strany spoji. Kritickými místy jsou zejména oscilátor, vstupní zesilovač a obvody 2. mf.

Po sestavení můžeme začít osazovat desku s plošnými spoji. Nejprve krátkými kousky drátu propojíme průchodkové kondenzátory s příslušnými plošnými spoji a zhotovíme drátové propojky k propojení fólie na obou stranách desky s plošnými spoji (označeno PR na obr. 73). Potom osadíme všechny rezistory a kondenzátory. Neosazujeme pouze R₁, R₃, R₁₃, R₃₁, R₃₅, R₅₀, R₇₅, C₇, C₉, C₁₈ a C₁₉. Rezistory osazujeme postupně až při osazování tranzistorů. Nastavujeme jimi pracovní body. Kondenzátory C₂₂ až C₃₁, C₃₃

až C₃₆ a C₇₀, C₇₄ a C₇₅ je vhodné vybrat s tolerancí ±5 %.

Pozor: pokud součástky (rezistory a kondenzátory) mají funkční plošný spoj na obou stranách desky (zemní a signálový), pájme vývod součástky na oba plošné spoje! V tomto stádiu je velice užitečné zkontrolovat ohmmetrem všechny zapájené rezistory. Při neopatrném pájení se totiž mohou rezistory TR 191 poškodit – vada se obvykle projevuje jako zkrat.

V oscilátoru a vstupním zesilovači (s tranzistory T₁, T₂) pájme většinu součástek (rezistory, kondenzátory, polovodičové součástky atd.) ze strany součástek! Terčkové kondenzátory C₈₆, C₈₉ je možné nahradit typy TK 724 s minimálními vývody. Kondenzátory C₈₇, C₉₀ musí být vždy terčkové v předepsaném provedení.

Obvody pracující v pásmu 1 až 2 GHz, tj. oscilátor a vstupní zesilovač, je třeba osazovat velice pečlivě. Součástky musí mít přívody minimální délky. Zejména u oscilátoru, tj. u součástek C₈₇, C₉₀, R₆₇, R₆₈, R₇₁, R₇₂, T₁₀, D₁₆, D₁₇ musí být délka vývodů minimální. Varikapy D₁ až D₄, a zejména D₁₆, D₁₇ montujeme s co nejkratšími přívody a pájme těsně u pouzder. Varikapy D₁ až D₄ montujeme podle obr. 74, varikapy D₁₆ a D₁₇ jsou pájeny podobně jako D₁ až D₄, avšak ve svislé poloze. Kondenzátor C₇ je tvořen tak, že na zemní fólii (viz obr. 73) nalepíme kousek izolační fólie (např. Izolepu apod.) a do bodu, v němž jsou spojeny rezistory R₆₇, R₆₈ a emitor T₁₀, připejme kousek měděné fólie tl. asi 0,3 mm o rozměru asi

3×5 mm. Tato fólie je ve výchozí poloze co nejvíce oddálena od fólie zemního plošného spoje a její poloha se upravuje při detailním ladění souběhu.

Několik slov k použitým součástkám. Doporučuji co možno nejpřesněji dodržet uvedené typy součástek. Pokud se někdo rozhodne k experimentování, musí mít samozřejmě určité zkušenosti a možnost, jak ověřit výsledky úpravy měřicími přístroji. Určitá volnost je v použití průchodkových kondenzátorů. Na pozicích C_{77} a C_{94} lze místo nich použít skleněné miniaturní průchodky, na ostatních pozicích byly s úspěchem vyzkoušeny např. starší typy průchodkových kondenzátorů s maticí (typ TK 535, 582 apod.) délky asi 10 mm. Kapacita není kritická a může být v mezích asi 470 pF až 2,2 nF.

Po osazení a proměření rezistorů a kondenzátorů můžeme osadit zbývající součástky. Naposled osazujeme postupně tranzistory. Po osazení každého tranzistoru vybereme příslušný rezistor tak, aby pracovní bod tranzistoru souhlasil s údajem ve schématu (obr. 72) s tolerancí max. asi $\pm 10\%$. Odpory rezistorů, uvedené ve schématu, jsou pouze typické a mohou se i značně lišit podle zesilovacího činitele použitých tranzistorů. Pozor při osazování IO_2 , vývod 8 (zemní) je pájen ze strany součástek. Na kolektor tranzistoru T_3 je navlečen feritový toroid o $\varnothing 4$ mm z hmoty N1 (nebo N05, nebo H6).

Tím je osazení desky a „stejnoseměrné“ oživení ukončeno. Nastavení v dílu bude popsáno v příslušné kapitole.

5. Díl video, audio, ladění – AFC (VAL)

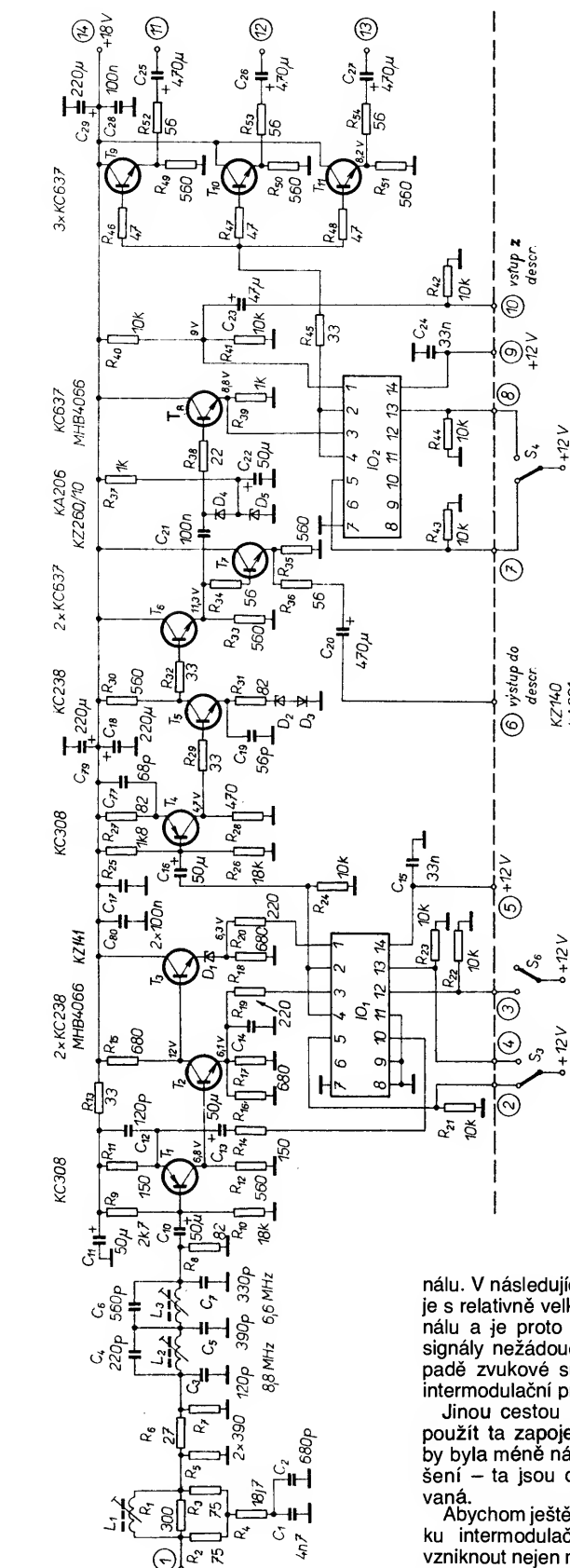
Schémat tohoto dílu jsou na obr. 80, 81, 82. Pro zkrácení budeme tento díl dále nazývat dílem VAL. Jak již bylo uvedeno v popisu blokového schématu, skládá se VAL, umístěný na jedné desce jednostranně plátovaného kuprexitu, ze tří v podstatě samostatných částí. Je to část zpracovávající video-signal, dále obvody zvukové (audio) části a obvody ladění a AFC. Vstupy části video a audio jsou spojeny (drátovou propojkou na desce s plošnými spoji) a připojeny ke svorce „výstup“ v dílu (kondenzátor C_{94}). Část ladění – AFC – je samostatná a je připojena ke svorce B./AFC v dílu (kondenzátor C_{77}).

Část video

Na vstupu části video je jako první tzv. deemfáze: $R_1, R_2, R_3, R_4, C_1, C_2, L_1$. Obvod je zapojen podle doporučení CCIR 405-I. Hodnoty součástek jsou udány podle tohoto doporučení s přesností 0,1 %. V praxi postačí kontrolovat součástky na přesnost $\pm 5\%$. Vliv deemfáze na subjektivní kvalitu obrazu není příliš velký (samozřejmě při součástkách s přesností do $\pm 5\%$). Za deemfáze je zařazena dolní propust se dvěma útlumovými póly. Aby se oba tyto filtry (deemfáze a dolní propust) co nejméně ovlivňovaly, je mezi nimi útlumový článek R_5, R_6, R_7 .

Jak bylo uvedeno, dolní propust $C_3, C_4, C_5, C_6, C_7, L_2, L_3$ má dva útlumové póly. Jeden je navržen a ladí se asi na 6,6 MHz, druhý asi na 8,8 MHz. Dále je propust navržena tak, aby při co nejvyrovnanějším průběhu útlumové charakteristiky až do oblasti 5,5 až 5,8 MHz měla co nejméně skupinové zpoždění až do oblasti barvosného kmitočtu, tj. asi 4,5 MHz.

Dalším požadavkem byl její co nejjednodušší tvar. Hlavním úkolem propusti je potlačit signály zvukových subnosných kmitočtů.



Jedná se zejména o ty s největší amplitudou, které se nacházejí na 6,65 nebo 6,5 MHz. Je to proto, aby se co nejvíce omezila možnost vzniku rušení intermodulačními produkty mezi barvosnou a zvukovou subnosnou. Např. rozdílové produkty, které „padnou“ do kmitočtové oblasti v okolí 2 MHz, mohou způsobovat nepřijemné rušení v obraze. Intermodulační produkty vznikají na nelineárních prvcích a jejich velikost závisí na několika parametrech, zejména však na převodní charakteristice prvku a amplitudě budícího sig-

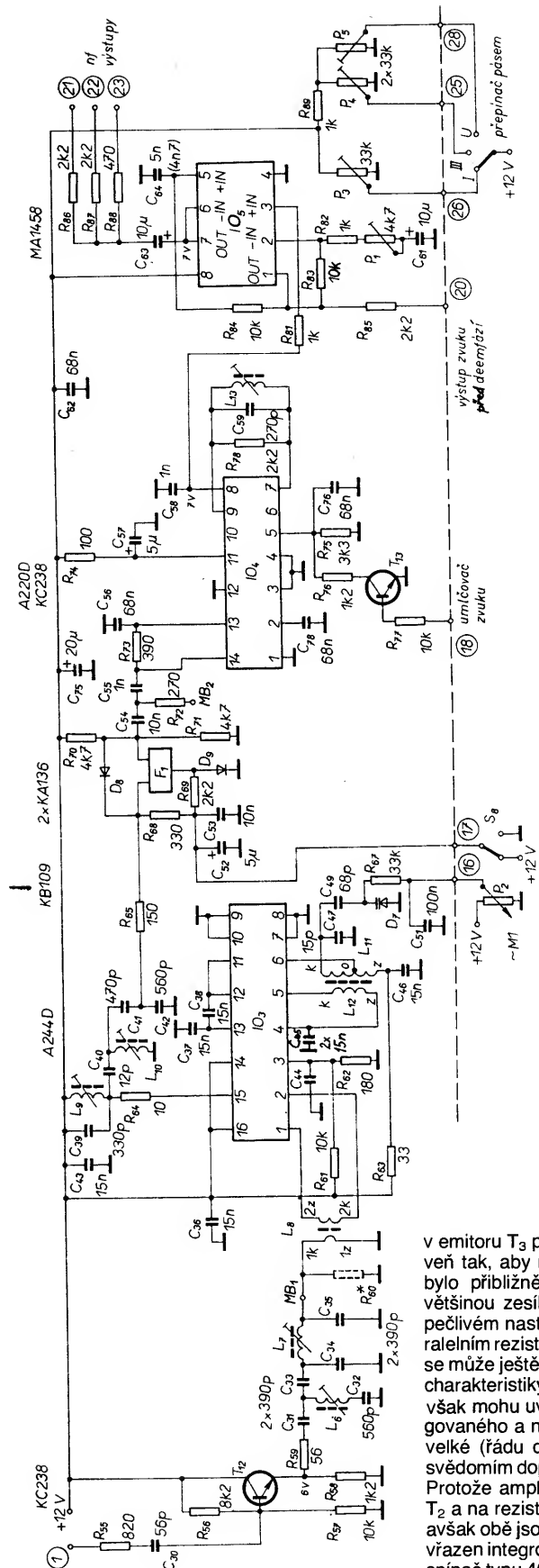
nálu. V následujících zesilovačích se pracuje s relativně velkými amplitudami videosignálu a je proto účelné maximálně omezit signály nežádoucích kmitočtů (v tomto případě zvukové subnosné), které by mohly intermodulační produkty vytvořit.

Jinou cestou k dobré kvalitě obrazu je použít za zapojení videozesilovače, která by byla méně náchylná na vznik tohoto rušení – ta jsou obvykle značně komplikovaná.

Abychom ještě dále omezili možnost vzniku intermodulačního rušení, které může vzniknout nejen mezi barvosnou a zvukovými subnosnými, je dále použito další, celkem běžné opatření. Tranzistory mají navrženy a nastaveny pracovní body tak, aby jimi podle velikosti zpracovávaného videosignálu tekla relativně velký kolektorový proud při co největším napětí mezi kolektorem a emitorem. Pokud však za sebou následuje několik galvanicky vázaných stupňů, je nastavení pracovního bodu vždy určitým kompromisem.

Vyfiltrování videosignálu je přes vazební kondenzátor C_{10} přiveden na první videozesilovač T_1, T_2, T_3 . První stupeň – T_1 – pracuje v zapojení SE a má zesílení asi 3,5.

Obr. 80. Schéma dílu VAL – část video

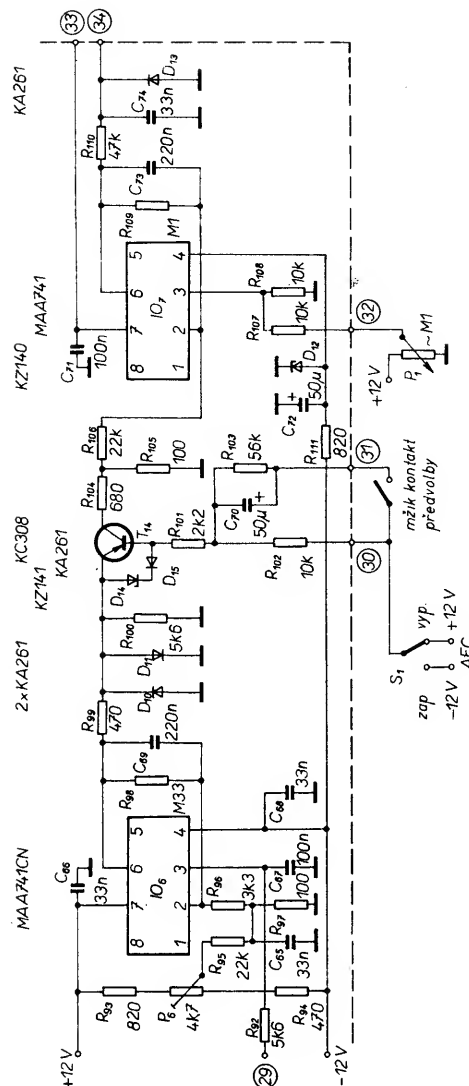


Obr. 81. Schéma dílu VAL – část audio

v emitoru T_3 pouze vhodně posouvá ss úroveň tak, aby na emitoru T_2 a rezistoru R_{18} bylo přibližně shodné ss napětí. Protože většinou zesílení T_2 není přesně 1, lze při pečlivém nastavování dosáhnout shody paralelním rezistorem R_{16} . Kondenzátorem C_{14} se může ještě korigovat průběh amplitudové charakteristiky. Pro klid většiny zájemců však mohou uvést, že rozdíly v zesílení korigovaného a nekorigovaného stupně nejsou velké (řádu desetin dB) a tudíž s klidným svědomím doporučuji R_{16} a C_{14} neosazovat. Protože amplitudy videosignálu na emitoru T_2 a na rezistoru R_{18} jsou přibližně shodné, avšak obě jsou v protifázi, je do tohoto místa vřazen integrovaný obvod IO_1 (což je CMOS spínač typu 4066), kterým lze polaritu videosignálu přepínat. Tento obvod je dále ještě využit ke změně zesílení prvního stupně s T_1 . Tato změna je dána změnou odporu rezistoru R_{14} , vlastně poměrem odporu rezistoru R_{12} k paralelní kombinaci R_{11} a R_{14} v sérii s odporem obvodu IO_2 . Proto je uveden odpor rezistoru R_{14} pouze orientační a je jej nutné upravit podle typu a vlastností IO_2 . S odporem rezistoru R_{14} uvedeným na schématu je změna obvykle asi 4 dB. Proč je tento obvod použít? Jak je známo, je ampli-

Kondenzátor C_{12} paralelně k R_{11} vyrovnává amplitudovou charakteristiku na vysokých kmitočtech. Tranzistor T_2 (zesílení 1) pracuje jako invertor, tj. amplituda videosignálu na kolektoru a emitoru je stejná, ale v protifázi.

Aby byla, vzhledem k zátěži, co nejméně ovlivňována činnost tranzistoru T_2 , je k jeho kolektoru připojen emitorový sledovač T_3 , který nemění fázi videosignálu. Dioda D_1



Obr. 82. Schéma dílu VAL – část ladění a AFC

tuda videosignálu při modulaci FM úměrná zdvihu. Družice typu ECS, Intelsat apod. mají obvykle zdvih videosignálu asi 25 MHz, zatímco družice ASTRA asi 16 MHz, tj. přibližně o třetinu menší. To má za následek, že se mění amplituda videosignálu na výstupu. Některá další zařízení, např. určité jednoduché typy remodulátorů i jiná zařízení připojená na videovýstup, nemusí již dobře tak velkou změnu snášet. Proto je v přijímači zařazen tento obvod změny zesílení, kterým alespoň v hrubých mezích můžeme udržovat úroveň videosignálu na výstupu konstantní.

Z výstupu IO_1 (spojené vývody 2 a 4) je videosignál přes vazební kondenzátor C_{16} přiveden na koncový videozesilovač s T_4 , T_5 , T_6 . Tranzistory T_4 a T_5 pracují jako zesilovače v zapojení SE. Kondenzátory C_{19} a C_{77} vyrovnávají opět kmitočtovou charakteristiku na vyšších kmitočtech. Diody D_2 a D_3 obdobně jako dříve D_1 vhodně stejnosměrně posouvají napětí na emitoru T_5 . Tranzistor T_6 je emitorový sledovač, z jehož emitoru jsou napájeny další obvody. Rezistory R_{29} a R_{32} omezují náchylnost zesilovače ke kmitání.

K emitoru T_6 je připojen další emitorový sledovač T_7 . Z něj je signál vyveden přes C_{20} a R_{36} na svorku 6, která může být dále vyvedena např. na zadní panel přijímače. V tomto místě je videosignál včetně disperzálu. Některé typy „descramblerů“ (např. na FILM Net) nebo jiných zařízení takový signál

potřebují, a proto byl tento výstup v přijímači použit. Dále je k emitoru T_6 připojen obvod potlačení disperzálu, což je vlastně obnovitel ss složky videosignálu. Skládá se z C_{21} , C_{22} , R_{37} , D_4 a D_5 . Stručně zopakují, co je disperzálu. Signál, vysílaný z družice, je kmitočtově modulován videosignálem a zvukovými subnosnými FM. Tento komplexní signál je dále kmitočtově modulován napětím trojúhelníkovitého průběhu o kmitočtu obvykle 25 Hz a se zdvihem řádu jednotek MHz. Po demodulaci pak dostaneme videosignál, na němž je superponováno toto „trojúhelníkovité“ napětí. To se projeví na televizní obrazovce jako nepříjemné blikání obrazu. Proto je třeba toto superponované napětí potlačit. To se děje právě v obvodu potlačení disperzálu.

Pro správnou činnost obvodu potlačení disperzálu je nutné, aby pracoval do velké impedance. Proto je za něj zařazen emitorový sledovač, osazený tranzistorem T_8 . Z emitorového rezistoru R_{39} je signál veden na IO_2 , což je další spínač CMOS typu 4066. Vstupní signál na špičku 3 IO_2 je veden z T_8 na špičku 1 z odporového děliče R_{40} , R_{41} , kondenzátoru C_{23} a rezistoru R_{42} . Přes tyto součástky je vlastně spojena špička 1 IO_2 se svorkou 10 desky VAL. Do tohoto místa je možné přivést externí videosignál např. z descrambleru, videomagnetofonu apod. Spínačem IO_2 je možné přepínat videosignál buď z družicového přijímače nebo z externího zdroje, přičemž spínač IO_2 může být tímto externím zdrojem ovládan, vyvedeme-li ovládací vývody 5 a 13 IO_2 (svorky 7 a 8 desky VAL) na vhodný konektor. Tím se zbavíme nepříjemnosti s neustálým přehazováním propojovacích kabelů. Z výstupů IO_2 (vývody 2 a 4) jsou přes rezistory R_{45} až R_{48} napájeny tři výstupní emitorové sledovače, osazené tranzistory T_9 až T_{11} , z nichž je videosignál vyveden přes přízpůsobovací rezistory R_{52} až R_{54} a oddělovací kondenzátory C_{25} až C_{27} na svorky 11 až 13 desky VAL. Dva z těchto výstupů mohou být vedeny na vhodné konektory (např. CINC, BNC, SCART apod.) na zadním panelu přijímače. Třetí může napájet videovstup TV modulatoru.

Možná zjednodušení

Celou videočást je možné značně zjednodušit tím, že některé obvody na desce s plošnými spoji neosadíme. V první řadě lze vypustit tranzistor T_7 spolu s rezistory R_{34} , R_{35} a R_{36} a kondenzátorem C_{20} . Dále lze vypustit IO_2 spolu s příslušnými obvody, tj. R_{40} až R_{44} a C_{23} , C_{24} . Na desce s plošnými spoji pak drátovou propojkou nebo kapkou cinu spojíme plošky pro vývody 2, 3 a 4 IO_2 . Nebudeme-li požadovat ani přepínání polarity videosignálu a změnu zesílení videozesilovače, můžeme vypustit i IO_1 a R_{14} , R_{21} až R_{24} , C_{13} , C_{15} . Podle požadované polarity videosignálu spojíme plošku pro vývod 1 nebo 3 se spojeními ploškami vývodů 2 a 4 IO_1 .

Část audio

Vstup části audio (viz obr. 81) je spojen s částí video drátovou propojkou na desce s plošnými spoji. Signál základního pásma je veden přes filtrační a oddělovací článek R_{55} , C_{30} na vstup emitorového sledovače T_{12} . Kondenzátor C_{30} potlačuje nízké kmitočty, které se v průměrném videosignálu vyskytují s větší amplitudou a mohly by způsobovat nežádoucí rušení. Za emitorovým sledovačem T_{12} následuje pásmová propust, tvořená kombinací horní propusti s jedním útlumovým pólem C_{31} , C_{32} , C_{33} , L_6 a dolní propusti C_{34} , C_{35} a L_7 . Kmitočtové pásmo pásmové propusti je asi 5,5 až 8 MHz. Jejím

úkolem je zejména omezit pronikání signálů videopásma do následujících obvodů a tím omezit rušení v části audio. Takto upravený signál je přiveden přes širokopásmový oddělovací transformátor L_8 na vstup integrovaného obvodu IO_3 , což je známý obvod A244D pro přijímače AM. Z tohoto obvodu je využit vstupní zesilovač, směšovač a oscilátor. Vstup vstupního zesilovače je na vývodech 1 a 2, jeho zesílení je upraveno odporovým děličem z rezistorů R_{61} a R_{62} . Oscilátor je vyveden na vývodech 4, 5 a 6 IO_3 , na ně je připojena oscilátorová cívka L_{11} , L_{12} spolu s ladícími kondenzátory C_{47} , C_{49} a varikapem D_7 . Oscilátor je napájen přes filtrační článek R_{63} , C_{46} . Oscilátor kmitá na kmitočtu o mf kmitočet (asi 10,7 MHz) vyšším než je kmitočet přijímaného signálu, tj. přibližně v pásmu 16,2 až 18,7 MHz. Výstup směšovače je na vývodech 15 a 16 IO_3 . Na výstup směšovače, vývod 15, je připojena přes R_{64} kapacitně vázaná pásmová propust, tvořená L_9 , L_{10} , C_{39} až C_{42} . Je naladěna přibližně na 10,7 MHz (dáno použitým keramickým filtrem F_1) a má šířku pásma pro -3 dB asi 500 kHz. Šířka pásma je dána tím, že některé programy jsou vysílány s větším zdvihem a tudíž mají větší šířku pásma než je obvyklých 280 kHz. Nezkreslené zpracování těchto signálů zajistí tedy pouze široká pásmová propust. Za ní je dále zařazen přes oddělovací rezistor R_{65} , monolitický keramický filtr F_1 (10,7 MHz), který je připojován nebo odpojován diodami D_8 a D_9 prostřednictvím R_{68} až R_{71} a C_{52} , C_{53} . Pokud chceme poslouchat pouze hlavní zvukové doprovody, je vhodné volit šířku pásma filtru F_1 asi 250 až 280 kHz. Zvolíme-li šířku pásma F_1 asi 200 kHz, můžeme dobře poslouchat hlavní zvukový doprovod a s mírným šumem i zvukové doprovody na vyšších subnosných kmitočtech (tj. 7,02 MHz atd.), na nichž je však vysíláno, obvykle systémem WEGENER – PANDA. Pro příjem signálů pouze vyšších subnosných kmitočtů je obvyklá šířka pásma filtru F_1 asi 110 až 130 kHz.

Hlavní zvukové doprovody potom přijímáme pouze přes filtr LC, tj. s odpojením F_1 .

Signál je dále veden na klasický demodulátor signálu FM, IO_4 , osazený obvodem A220D. Tranzistor T_{13} může sloužit k blokování výstupního nf signálu z IO_4 , tj. např. jako šumová brána apod. Výstupní signál z vývodu 8 IO_4 je veden přes filtrační článek R_{72} , C_{58} , R_{81} na integrovaný obvod IO_5 , což je dvojitý operační zesilovač MA1458. První stupeň pracuje jako úroveňový zesilovač s možností regulace zesílení trimrem P_1 . Z jeho výstupu je možné odebírat nf signál před průchodem deemfází přes rezistor R_{85} . Deemfáze je 50 μ s a je tvořena článkem R_{84} , C_{64} . Druhý stupeň operačního zesilovače IO_5 pracuje jako oddělovací se zesílením 1. Výstupní nf signál jde přes oddělovací kondenzátor C_{63} a oddělovací rezistory R_{86} až R_{88} na svorky 21, 22 a 23 desky VAL.

Obvod ladění, AFC

Další částí na desce VAL je obvod ladění (obr. 82). Vstupní signál (svorka 29 desky VAL) se na tento obvod přivádí přímo z výstupu demodulátoru v části (označen B.B./AFC). Musí totiž obsahovat ss složku demodulovaného signálu FM. Tento signál je přes oddělovací a filtrační článek R_{92} , C_{67} přiveden na vývod 3 IO_6 , což je operační zesilovač MAA741CN. Tento zesilovač pracuje jako integrátor, popř. zesilovač s velkým zesílením a velice nízkým mezním kmitočtem. Při správném naladění není na výstupu demodulátoru nulové stejnosměrné napětí, ale obvykle asi -35 až -55 mV. Tento stejnosměrný klidový posuv kompenzuje dělič R_{93} , R_{94} , P_6 , který je připojen k druhému vstupu IO_6 . Trimrem P_6 se nastavuje nulové

výstupní napětí IO_6 při správném naladění. Diody D_{10} , D_{11} omezují rozkmit výstupního napětí IO_6 asi na $\pm 0,7$ V. Dále následuje T_{14} , který pracuje jako spínač. Připojuje nebo odpojuje smyčku AFC. Diody D_{14} , D_{15} pouze chrání přechod BE tranzistoru T_{14} před případným překročením závěrného napětí. Ovládací napětí spínače T_{14} je přes rezistor R_{102} přivedeno na svorku 30 desky VAL. Použijeme-li v přijímači např. předvolbu typu TS 490 . . . lze s výhodou využít jejího mžikového kontaktu a obvod R_{103} , C_{70} v bázi T_{14} . Tento kontakt se při každém přepnutí předvolby krátkodobě sepne. Připojíme-li k jednomu jeho vývodu +12 V a druhý spojíme se svorkou 31 desky VAL, rozpojí se vždy (i při stisknutí tlačítka AFC připojenému ke svorce 30, tj. při zapnutí AFC) při každém přepnutí předvolby krátkodobě smyčka AFC.

Dále následuje sčítací operační zesilovač IO_7 . Na jeden jeho vstup (vývod 2) je přivedeno napětí AFC, na druhý (vývod 3) je přivedeno přes dělič R_{107} , R_{108} napětí z ladícího potenciometru. Zesílení v této větvi je přibližně 3, tudíž změna napětí z potenciometru 0 až 12 V způsobí na výstupu IO_7 změnu 0 až U_{NAP} , přičemž U_{NAP} volíme asi 34 V. Abychom při $U_{NAP} = 34$ V nepřekročili katalogové údaje, je vhodné volit jako IO_7 MAA741, i když většina MAA741CN to také vydrží. Ladící napětí pro vf díl je vyvedeno na svorku 34 desky VAL.

Nakonec jsou na desce VAL již jen pomocné obvody. Jsou to jednak R_{89} , P_3 až P_5 (obr. 81). Ty slouží pouze ve spojení s předvolbou např. typu TS 490 . . . k nastavení zvukových předvoleb. Svorky 25, 26 a 28 jsou připojeny k vývodům předvolby, které jinak slouží k přepínání TV pásem. Na desce VAL jsou ještě dvě tlačítka Isostat. Jedno může po patřičném propojení drátovými spojkami sloužit k přepínání polarity videosignálu (obvod IO_1), druhé např. pro připojení testovacího signálu pro TV modulátor apod.

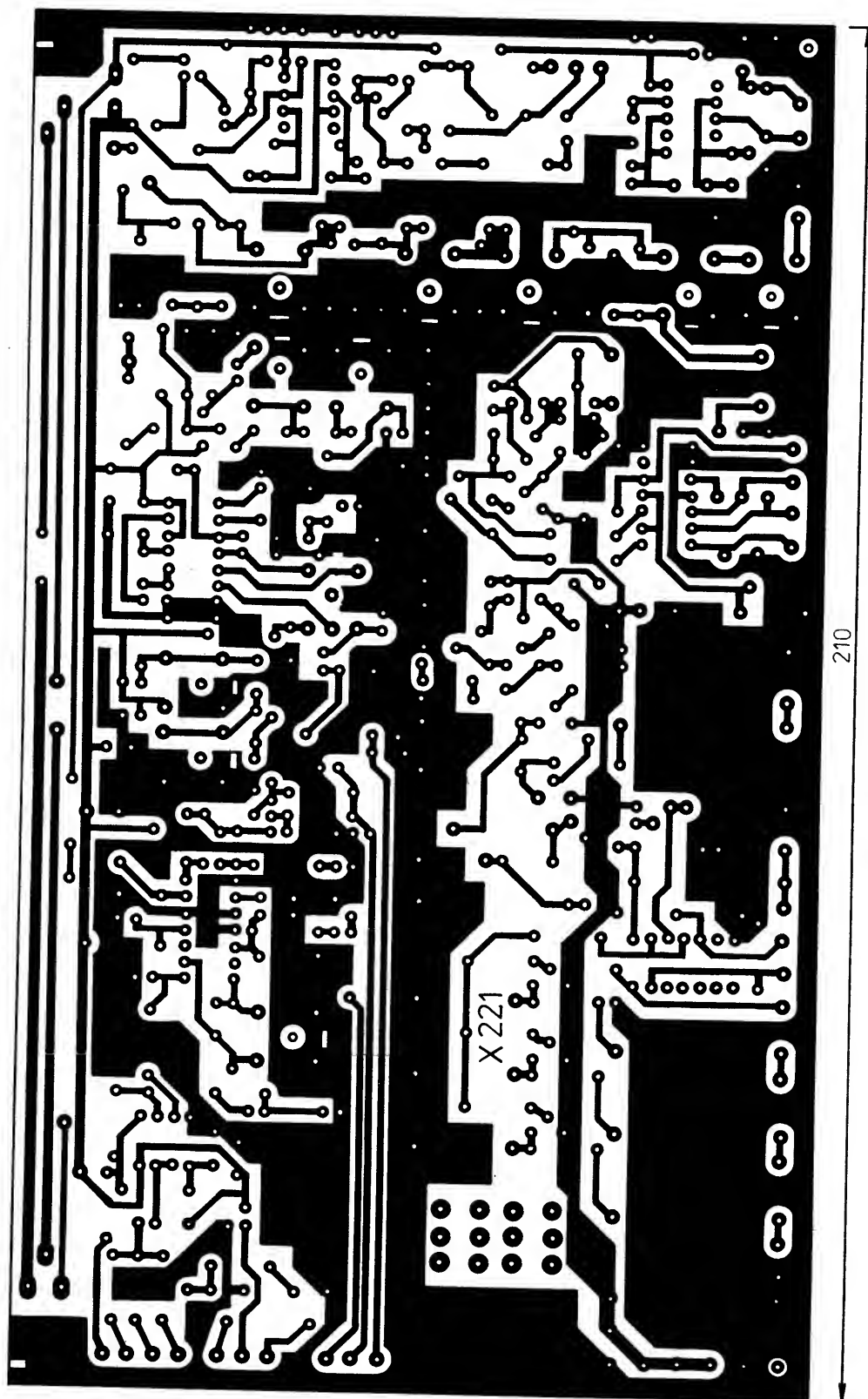
Na obr. 80, 81, 82 jsou schémata dílu VAL. Na obr. 83 je rozložení součástek. Na obr. 84 a 85 jsou navíjecí předpisy tohoto dílu. Na obr. 86 je deska s plošnými spoji, v tab. 3 je uvedena rozpiska součástek.

6. Sestavení a osazení dílu VAL

Po vyvrtání děr v desce s plošnými spoji začneme s osazováním. Na vstupní a výstupní svorky doporučuji použít buď mosazné nýtky o $\varnothing 1,6 \times 2,5$ mm, nebo lépe narážecí pájceci „špičky“ vhodného provedení. Nejen se tím usnadní ožívování a definitivní propojování, ale zejména se ochrání plošné spoje při častém pájení. Je však třeba nýtky i špičky k příslušným plošným spojmům řádně připájet. Pak osadíme všechny součástky s výjimkou obvodu deemfáze, tj. L_1 , R_1 až R_4 a C_1 , C_2 . Tyto součástky osadíme až po nastavení části video. Jinak by pro zkušeného pracovníka nemělo činit sestavení a osazení tohoto dílu žádné větší potíže.

7. Oživení a nastavení dílu VAL

Při ožívování nejprve zkontrolujeme stejnosměrné pracovní body (např. stejnosměrná napětí), uvedené ve schématu na obr. 80, 81, 82. Přitom nesmíme zapomenout na zapojení spínačů IO_1 , IO_2 a spínače filtru F_1 . Spínač IO_1 může být již definitivně připojen na jeden z Isostatů na desce VAL. Svorky 5 a 9 připojíme tedy na +12 V. Svorka 3 zůstane nezapojena, svorku 4 spojíme se svorkou 5 a svorkou 7 se svorkou 9. Svorku 17 spojíme se zemí. Při kontrole by se naměřená ss napětí neměla lišit od uvedených ve schématu o více jak ± 10 až ± 20 %. Pokud někde zjistíme odchylku, musíme odstranit závadu. Dále připojíme k útlumovému článku výstup rozmítače (přenosového wob-



Obr. 86. Deska s plošnými spoji dílu VAL (X221)

Tab. 3. Seznam součástek na desce VAL

Rezistory

R ₁	300 Ω, TR 161, 191	R ₁₁ , R ₁₄ , R ₆₅	150 Ω, TR 151, 212	R ₃₃ , R ₃₅	
R ₂ , R ₃	75 Ω, TR 161, 191	R ₁₂	560 Ω, TR 151, 212	R ₄₉ , R ₅₀ , R ₅₁	560 Ω, TR 152
R ₄	18,7 Ω, TR 161, 191	R ₁₃ , R ₂₉		R ₃₄ , R ₃₆ , R ₅₂	
R ₅ , R ₇ , R ₇₃	390 Ω, TR 151, 212	R ₃₂ , R ₄₅ , R ₆₃	33 Ω, TR 151, 212	R ₅₃ , R ₅₄ , R ₅₉	56 Ω, TR 151, 212
R ₆	27 Ω, TR 151, 212	R ₁₅ , R ₁₇		R ₃₇ , R ₃₉	
R ₈ , R ₂₇ , R ₃₁	82 Ω, TR 212	R ₁₈ , R ₁₀₄	680 Ω, TR 151, 212	R ₈₁ , R ₈₂ , R ₈₉	1 kΩ, TR 151, 212
R ₉	2,7 kΩ, TR 151, 212	R ₁₆	asi 39 kΩ, viz text	R ₃₈	22 Ω, TR 151, 212
R ₁₀ , R ₂₆	18 kΩ, TR 151, 212	R ₁₉ , R ₂₀	220 Ω, TR 151, 212	R ₄₆ , R ₄₇ , R ₄₈	47 Ω, TR 151, 212
		R ₂₁ až R ₂₄ , R ₄₀ až R ₄₄		R ₅₅ , R ₉₃ , R ₁₁₁	820 Ω, TR 151, 212
		R ₅₇ , R ₆₁ , R ₇₇ , R ₈₃		R ₅₆	8,2 kΩ, TR 151, 212
		R ₈₄ , R ₁₀₂ , R ₁₀₇ , R ₁₀₈	10 kΩ, TR 151, 212	R ₅₈ , R ₇₆	1,2 kΩ, TR 151, 212
		R ₂₅	1,8 kΩ, TR 151, 212	R ₆₀	nepoužit
		R ₂₈ , R ₈₈		R ₆₂	180 Ω, TR 151, 212
		R ₉₄ , R ₉₉	470 Ω, TR 151, 212	R ₆₄	10 Ω, TR 151, 212
		R ₃₀	560 Ω, TR 151, 212	R ₆₆	nepoužit

R ₆₇	33 kΩ, TR 151, 212
R ₆₈	330 Ω, TR 151, 212
R ₆₉ , R ₇₈ , R ₈₅ , R ₈₆ ,	
R ₈₇ , R ₁₀₁	2,2 kΩ, TR 151, 212
R ₇₀ , R ₇₁	4,7 kΩ, TR 151, 212
R ₇₂	270 Ω, TR 151, 212
R ₇₄ , R ₉₇ , R ₁₀₅	100 Ω, TR 151, 212
všechny další rezistory jsou typu TR 151 či TR 212	
R ₇₅ , R ₈₆	3,3 kΩ
R ₇₉ , R ₈₀	nepoužity
R ₁₀₉	100 kΩ
R ₉₀ , R ₉₁	nepoužity
R ₉₂ , R ₁₀₀	5,6 kΩ
R ₉₅ , R ₁₀₆	22 kΩ
R ₉₈	330 kΩ
R ₁₀₃	56 kΩ
R ₁₁₀	47 kΩ

P ₁ , P ₆	4,7 kΩ, TP 095
P ₃	33 kΩ, TP 095
P ₄ , P ₅	33 kΩ, TP 001
P ₂	-

Kondenzátory

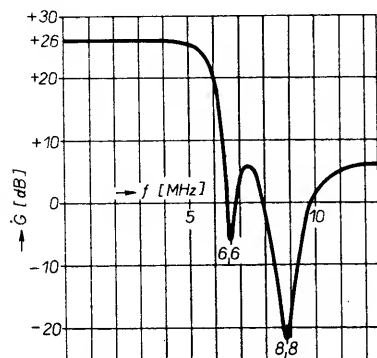
C ₁ až C ₇	TGL 5155, TC 281, 5 %
C ₁	4,7 nF
C ₂	680 pF
C ₃	120 pF
C ₄	220 pF
C ₅	390 pF
C ₆	560 pF
C ₇	330 pF
C ₈ , C ₉	-
C ₁₀ , C ₁₁ , C ₁₃ ,	
C ₁₆ , C ₂₂ , C ₂₃	47 μF, TF 009
C ₁₂	120 pF, TK 774, 794
C ₁₄	68 až 120 pF, TK 794, viz text

C ₁₅ , C ₂₄ , C ₆₅ ,	
C ₆₆ , C ₆₈ , C ₇₄	33 nF, TK 783
C ₁₇ , C ₂₁ ,	
C ₂₈ , C ₇₁ , C ₈₀	100 nF, TK 783
C ₁₈ , C ₂₉ , C ₇₉	220 μF, TF 009
C ₁₉ , C ₃₀	56 pF, TK 774, 794
C ₂₀ , C ₂₅ až C ₂₇	470 μF, TF 008
C ₃₁ , C ₃₃ ,	
C ₃₄ , C ₃₅	390 pF, TK 794
C ₃₂	560 pF, TK 794
C ₃₆ až C ₃₈ ,	
C ₄₃ až C ₄₈	15 nF, TK 744
C ₃₉	330 pF, TK 794
C ₄₀	12 pF, TK 754
C ₄₁	470 pF, TK 794
C ₄₂	560 pF, TK 794
C ₄₇	15 pF, TK 754
C ₄₈	-
C ₄₉	68 pF, TK 794, 774
C ₅₀	-
C ₅₁ , C ₆₇	100 nF, TK 782
C ₅₂ , C ₅₇	5 μF, TE 004
C ₅₃ , C ₅₄	10 nF, TK 744
C ₅₅ , C ₅₈	1 nF, TK 724
C ₅₆ , C ₇₆ , C ₇₈	68 nF, TK 782
C ₅₉	270 pF, TK 774
C ₆₀	-
C ₆₁ , C ₆₃	10 μF, TE 003
C ₆₂	68 nF, TK 783
C ₆₄	5 nF (4,7 nF), TK 744
C ₆₉ , C ₇₃	220 nF, TC 215
C ₇₀	50 μF/15 V, TE 004
C ₇₂	50 μF/6 V, TE 002
C ₇₅	20 μF, TE 004
C ₇₇	68 pF, TK 794, 774
C ₈ , C ₇₉ umístěny ze strany plošných spojů (viz text)	

Polovodičové součástky

D ₁ , D ₁₄	KZ141
D ₂ , D ₁₂	KZ140
D ₃ , D ₁₀ ,	
D ₁₁ , D ₁₃ , D ₁₅	KA261
D ₄	KA206
D ₅	KZ260/10
D ₇	KB109
D ₈ , D ₉	KA136
T ₁ , T ₄ , T ₁₄	KC308

T ₂ , T ₃ , T ₅ ,	KC238
T ₁₂ , T ₁₃	KC635
T ₆ až T ₁₁	MHB4066
IO ₁ , IO ₂	A244D
IO ₃	A220D
IO ₄	MA1458
IO ₅	MAA741CN
IO ₆	MAA741
IO ₇	
F ₁	keramický filtr 10,7 MHz

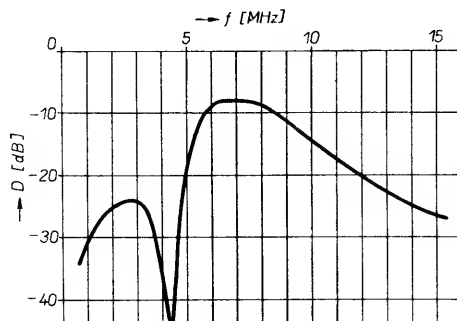


Obr. 87. Charakteristika části video

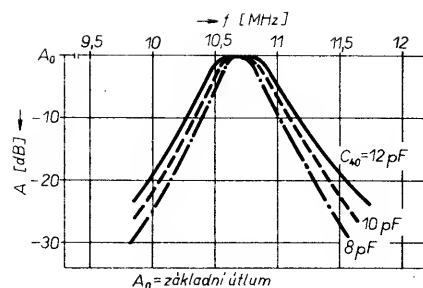
leru), který pracuje v pásmu nejlépe 50 Hz až 10 MHz (stačí i od 1 MHz výše). Vstup rozmiřáče připojíme ke svorce 6, tj. na výstup emitorového sledovače T₇. Cívkami L₂ a L₃ nastavíme útlumové póly tak, aby odpovídaly charakteristice uvedené na obr. 87. Celkový zisk +26 dB platí, je-li svorka 6 zatížena odporem 75 Ω. Pokud tato svorka nebude zatížena (naprázdno), naměříme zisk o +6 dB větší. Pokud nebude průběh charakteristiky v propustném pásmu odpovídat obr. 87, tj. bude-li se měnit s kmitočtem, můžeme průběh korigovat změnou kapacit kondenzátorů C₁₂, C₁₉ a C₇₇.

Dále vyzkoušíme funkci přepínače polarity IO₁, tím, že spojíme mezi svorkami 4 a 5 desky VAL přehodíme na svorku 2. Rozdíl zisku v režimu INVERT a NEINVERT by měl být maximálně ±1 dB. Celkový zisk +26 dB uvedený na obr. 87 může být v toleranci ±2 dB. Při měření je třeba dbát na to, že mezivrcholový vstupní signál by neměl být větší než asi 50 mV. Je to proto, aby na nezatížených výstupech nebylo mezivrcholové napětí větší než asi 2,6 V. Dále připojíme na vstup části video (útlumový článek) videosignál a v poloze NEINVERT prověříme např. osciloskopem, je-li signál na výstupních svorkách 11 až 13.

Obvod vstupního filtru je možné nastavit i např. generátorem tak, že nastavíme kmitočet 6,6 MHz a cívkou L₃ nastavíme na výstupu (např. svorka 6) minimální rozkmit tohoto signálu. Potom přeladíme generátor na 8,8 MHz a cívkou L₂ opět nastavíme minimum. Potom



Obr. 88. Charakteristika vstupního filtru části audio



Obr. 89. Charakteristika pásmové propusti LC 10,7 MHz

zkontrolujeme přeladováním generátoru celkovou charakteristiku části video. Obdobně by bylo možné nastavit filtr video (popř. L₃) přímo pomocí signálu v základním pásmu z družice.

Pokud máme takto nastavenou část video, zapájíme součástky deemfáze. Tu budeme nastavovat až na signál z družice. Na některý z výstupů připojíme osciloskop a jádrem cívky L₁ nastavíme optimální průběh videosignálu. Nejlépe se deemfáze nastavuje pomocí synchronizačních impulsů, popř. na průběhu černá-bílá. Na hranách nesmí být ani velké překmity, ani ztelný pokles.

Pokud máme nastavenou část video, můžeme přejít k části audio. Přenosový wobler připojíme ke vstupu (rezistor R₅₅) a na MB₁. Nejvhodnější však je vyjmout drátovou propojku a připojit rozmiřáče do bodu spojení L₇-C₃₅. Jádry cívek L₆ a L₇ nastavíme průběh, znázorněný na obr. 88; L₈ nastavujeme na útlumový pól na asi 4,4 MHz.

Dále budeme nastavovat pásmovou propust 10,7 MHz, zapojenou na výstupu IO₃. Přenosový wobler připojíme mezi MB₁ a MB₂. Bod MB₁ předtím odpojíme od vstupního filtru a připojíme ke vstupnímu transformátoru L₈. I když pracovní vstupní kmitočet obvodu IO₃ je v pásmu 5,5 až 8 MHz, využíváme při nastavování „nežádoucího“ přenosu obvodu IO₃ na mř kmitočtu 10,7 MHz. Výhodou tohoto nastavení je to, že pásmová propust není ovlivněna vnějšími měřicími přístroji, nevýhodou je však určitý útlum, zvětšený ještě vlivem děliče, tvořeného oddělovacím rezistorem R₇₂ a vstupní impedancí rozmiřáče. Proto je třeba nastavit vstupní citlivost rozmiřáče na maximum. Výstupní signál rozmiřáče totiž nesmí mít příliš velkou úroveň, aby se nepřebudil IO₃, čímž by byla zkreslena charakteristika pásmové propusti. Svorka 17 desky VAL je přitom uzemněná, tj. filtr F₁ je vyřazen. Jádry cívek L₉ a L₁₀ naladíme pásmovou propust na střední kmitočet 10,7 MHz a požadovanou šířku pásma, která je pro C₄₀ = 12 pF asi 500 kHz. Pokud bychom požadovali menší šířku pásma, dosáhneme toho změnou C₄₀, jak je patrné z obr. 89. Velikost útlumu je relativně vztažena k základnímu útlumu A₀ mezi body MB₁ a MB₂.

Dále spojíme svorky 17 s napájením +12 V zapojíme filtr F₁. Zjistíme tím jeho střední kmitočet a podle něj doladíme L₉ a L₁₀ tak, aby se střední kmitočty pásmové propusti LC a filtru F₁ shodovaly. Pásmovou propust i vstupní filtr části audio by bylo také možné nastavit pouze generátorem a osciloskopem, popř. jinými metodami.

Potom přenosový wobler připojíme mezi MB₂ a vývod 8 IO₄ a nastavíme S-křivku demodulátoru tak, aby se její kmitočet průchodu „nulovou“ úrovní shodoval se středním kmitočtem pásmové propusti LC a filtru F₁. Opět lze obvod nastavit i generátorem

FM a osciloskopem, popř. jinou metodou. Pomocí spektrálního analyzátoru nebo přijímače zkontrolujeme, zda a kde kmitá oscilátor. Pokud oscilátor nekmitá, je většinou chyba v zapojení L_{11} , L_{12} . Potom stačí pouze prohodit vývody cívky L_{12} navzájem. Signál oscilátoru můžeme měřit buď na vstupním vinutí L_8 nebo vazební smyčkou, kterou se přiblížíme k L_{11} , L_{12} . Ladicí napětí připojené ke svorce 16 nastavíme na 1 V a jádrem nastavíme kmitočet asi 16,2 MHz. Změnou ladicího napětí na 11 V bychom měli dosáhnout změny kmitočtu asi o 2,5 MHz, tj. kmitočet oscilátoru by měl být asi 18,7 MHz. Bude-li větší, nevadí. Bude-li kmitočet oscilátoru při ladicím napětí 11 V výrazně nižší, budeme muset zmenšit kapacitu kondenzátoru C_{47} a ladění znovu opakovat. Pravděpodobně by to však svědčilo o nějaké chybě při osazování a zapojování.

Dále můžeme zkontrolovat celou část audio. Propojíme propojkou vstupní filtr a transformátor L_8 . Na vstup části audio připojíme generátor FM, který můžeme přeladovat v pásmu kmitočtů 5,5 až 8 MHz. Kmitočtový zdvih modulačního signálu o kmitočtu např. 1 kHz nastavíme např. na 50 kHz. Nízkofrekvenční signál na výstupních svorkách 21 až 23 desky VAL nastavíme na efektivní napětí 0,7 V trimrem P_1 . Tentýž signál by měl být i na svorce 20.

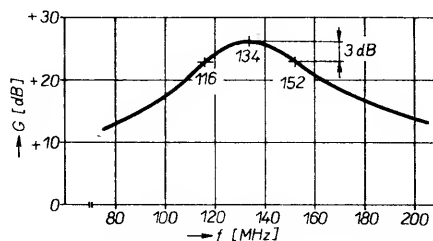
Nakonec můžeme zkontrolovat i funkci umlčovače šumu. Spojením svorky 18 desky VAL s napájecím napětím by měl zmizet nf signál na výstupech. Tím by měla být část audio nastavena a proto osadíme drátovou propojku mezi částmi audio a video.

Při oživování desky VAL zbývá tedy již jen obvod ladění, což by při pečlivé montáži nemělo činit naprosto žádné potíže. Svorku 31 necháme nezapojenou, na svorku 32 připojíme ladicí napětí 0 až 12 V, ke svorce 30 připojíme kousek drátu, který budeme připojovat na +12 V nebo -12 V (nejprve jej připojíme na +12 V), na svorku 29 připojíme proměnné napětí -45 mV \pm 20 mV a na svorku 33 napětí asi +34 V. Pokud je všechno připojeno, pak změna napětí 0 až 12 V na svorce 32 musí vyvolat na svorce 34 změnu ladicího napětí 0 až 31 V, přičemž případné změny napětí na svorce 29 se na svorce 34 neprojeví. Dále nastavíme (změna napětí na svorce 32) ladicí napětí na svorce 34 např. na 15 V. Potom spojíme svorku 30 s napětím -12 V. Tím se sepnul spínač T_{14} a ladicí napětí se pravděpodobně změní. Trimrem P_6 jej nastavíme na původní velikost. Přitom zkontrolujeme, zda změna napětí na svorce 29 vyvolá změnu ladicího napětí. Tím je ukončeno nastavení a předběžná kontrola funkce celé desky VAL.

8. Oživení a nastavení vř dílu

Při oživování a nastavování dílu VAL můžeme celkem bez velkého nebezpečí experimentovat a používat různé náhradní nastavovací metody (snad kromě nastavení pásmové propusti LC části audio), u vř dílu tento postup nelze naprosto doporučit. Důsledkem takového postupu totiž bude obvykle zklamání ze špatné (nebo i žádné) funkce přijímače. Příčina však většinou nebude v tom, že by přijímač byl špatný, ale v nesprávném nebo vůbec žádném nastavení. I při nastavování vř dílu je však možné použít některé náhradní metody – ty však přinášejí riziko, že budeme případné chyby hledat jinde, než kde ve skutečnosti jsou.

Obr. 90. Charakteristika rezonančního obvodu spolu s T_3 , T_4



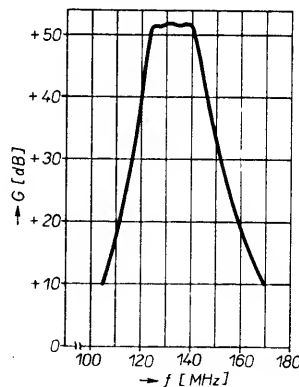
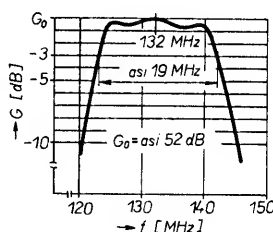
Při osazování neosadíme kondenzátory C_7 , C_9 , C_{18} a C_{19} . Rezistory R_1 , R_3 , R_{13} , R_{31} , R_{35} , R_{50} a R_{75} připojíme na nezkrácených přívodech ze strany plošných spojů. Odpory těchto rezistorů uvedené ve schématu a rozpisce jsou obvyklé, ale záleží na zesilovacím činiteli použitých tranzistorů. Odpověď trimry R_{24} , R_{56} a R_{69} a kapacitní C_{73} dáme do střední polohy. Potom připojíme napájecí napětí \pm 12 V a +18 V a postupně zkontrolujeme pracovní body tranzistorů. Pokud by se odchylovaly o více než \pm 10 %, nastavíme je změnou odporů výše uvedených rezistorů u příslušných tranzistorů. Rezistor přitom postupně definitivně osadíme do desky. Tím by mělo být stejnosměrné oživení ukončeno. K orientaci může sloužit i údaj o odběru proudu: ve větvi +12 V asi 100 mA, ve větvi +18 V asi 140 mA.

K vř dílu připojíme přenosový wobler nebo podobný měřicí přístroj a to na G_1 tranzistoru T_3 a přes oddělovací kondenzátor asi 1 nF na kolektor tranzistoru T_4 . Zkontrolujeme, je-li na G_2 tranzistoru T_3 ss napětí asi +6 V. Jádrem cívky L_{15} nastavíme průběh podle obr. 90. Odpojíme pomocný oddělovací kondenzátor z kolektoru T_3 a zapojíme kondenzátory C_{18} a C_{19} . Výstup přenosového woblery necháme připojený na G_1 tranzistoru T_3 a vstup přístroje připojíme za kondenzátor C_{52} . Propojka mezi C_{52} a C_{53} není zapojena.

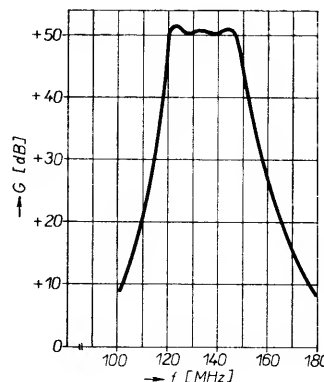
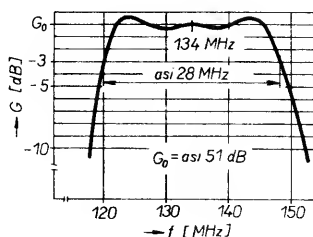
Dále budeme nastavovat hlavní filtry F_1 a F_2 . Nejprve odpojíme napájení oscilátoru. Jeho signál, přicházející na směšovač, by totiž mohl při použití některých přenosových woblery znemožnit nebo zkreslit měření. K vývodu vř dílu označenému Š.P. (průchod-

kový kondenzátor C_{83}) připojíme napětí +12 V, čímž bude zapojen „úzký“ filtr F_1 . Jádry cívek L_6 , L_7 a L_8 nastavíme předepsaný průběh podle obr. 91. Při použití kontrolovaných součástek v obvodu filtru by to nemělo dělat potíže. Pokud by charakteristika měla některé vrcholy ostré, použijeme přidavný tlumící rezistor k příslušnému rezonančnímu obvodu; rezistor připojíme ze strany spojů. Vývod Š.P. vř dílu dále připojíme na -12 V a obdobně nastavíme široký filtr F_2 . Postup při nastavování je obdobný jako u filtru F_1 . Charakteristika filtru F_2 je na obr. 92. Při nastavování obou těchto filtrů musíme volit dostatečně malou úroveň signálu na G_1 tranzistoru T_3 tak, aby nepracovalo AVC, tj. aby na G_2 tranzistoru T_3 bylo plné napětí asi +6 V. Pokud by měl průběh charakteristiky obou filtrů v propustném pásmu shodný sklon směrem k nízkým nebo vysokým kmitočtům, lze si pomoci mírnou změnou nastavení L_{12} nebo L_{15} . Oba hlavní filtry (pokud je oba použijeme, což není nutné), nastavujeme pečlivě. Při popsaném nastavování bychom měli používat dobré měřicí přístroje, abychom měli jistotu, že alespoň jedna část vř dílu je přesně nastavena.

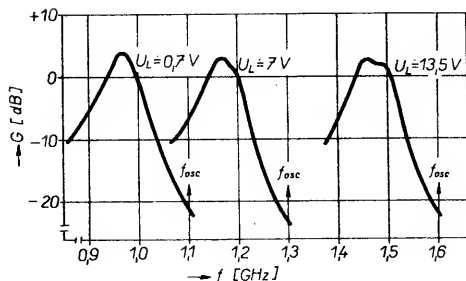
Dále zkontrolujeme a nastavíme vstupní obvod. Přenosový wobler pracující v pásmu 1 až 2 GHz připojíme na vstup vř dílu a na anodu diody D_5 (tj. do bodu spojení L_4 , L_5 , C_{84} a D_5). Pokud použijeme přenosový wobler se širokopásmovým vstupem, musíme přerušit napájení oscilátoru. Výhodnější je použít spektrální analyzátor s rozmláňaným generátorem – pak můžeme současně sledovat charakteristiku vstupního filtru i průběh signálu oscilátoru a tím současně nastavit sou-



Obr. 91. Charakteristika filtru F_1 , vř dílu



Obr. 92. Charakteristika filtru F_2 vř dílu



Obr. 93. Ukázky charakteristik vstupní laděné pásmové propusti

běh. Se změnou ladícího napětí budeme sledovat charakteristiku vstupního filtru. Typické ukázky jsou na obr. 93 spolu s příslušným kmitočtem oscilátoru. Tvar charakteristiky a střední kmitočet vstupního filtru můžeme měnit změnou nastavení cívek L_3 a L_4 , zkracováním „cívky“ L_A a L_B a spojkou, kterou pájme těsně u zemních konců L_A , L_B . Touto spojkou zvětšujeme vazbu a tím rozšiřujeme propustné pásmo vstupního filtru, ovšem za cenu „prosedlání“ charakteristiky v propustném pásmu, zvláště na vyšších kmitočtech. Ladící napětí na obr. 93 jsou typická a mohou se v rozumných mezích kus od kusu lišit. Vliv cívek L_3 a L_4 se nejlépe zjišťuje tak, že se do nich střídavě zasouvá feritová tyčinka nebo měděný drát (tj. zvětšujeme a zmenšujeme indukčnost) a pozorujeme vliv těchto zákroků na průběh charakteristiky filtru. Podle tohoto vlivu pak roztahujeme nebo stlačujeme závit cívek L_3 a L_4 . Obdobně zjišťujeme změny u L_A a L_B . U zemního konce zkratujeme tyto „cívky“ kouskem tlustšího měděného vodiče proti zemní fólii. Po dosažení žádaného tvaru a průběhu charakteristiky připájíme kousek drátu mezi zemní fólii (zemní plošný spoj) a příslušné místo nalezené na L_A a L_B . Menší zesílení směrem k vyšším kmitočtům je možné v určitých mezích kompenzovat kondenzátory C_7 a C_9 , které jsme při osazování zatím nepoužili. Jejich vliv je však příznivý jen u některých tranzistorů (podle typu a výrobce) a zejména C_7 může někdy naopak způsobit rapidní pokles zesílení na vyšších kmitočtech. Pokud nemáme možnost obvod detailně a přesně nastavit, raději C_7 a C_9 vynecháme.

Oscilátor lze nejlépe nastavit spektrálním analyzátozem. Oscilace obvykle bezpečně nasazují a pokud tomu tak není, je chyba ve vadné součástce. Kmitočet oscilátoru při daném ladícím napětí měníme trimrem R_{69} , kondenzátorem C_{88} a změnou celkové indukčnosti v bázi tranzistoru. Vliv R_{69} je takový, že zmenšováním proudu tekoucího tranzistorem T_{10} se kmitočet zvyšuje. Kondenzátor C_{88} je tvořen kouskem tenkého (asi 0,3 mm) měkkého měděného plíšku, připájeného k plošce plošného spoje, k níž jsou připájeny R_{67} , R_{68} a emitor T_{10} . Tento plíšek izolované přibližujeme k zemní fólii plošných spojů – pozor na zkrat. C_{88} současně zlepšuje stabilitu nasazování oscilací. Kmitá-li oscilátor na příliš vysokém nebo nízkém kmitočtu, je třeba zvětšit nebo zmenšit celkovou indukčnost v bázi T_{10} . Ta se skládá z indukčnosti cívky L_C , vytvořené fólií na desce s plošnými spoji, z indukčnosti varikapů D_{16} a D_{17} (zejména jejich přívodů), z indukčnosti spoje mezi bází T_{10} , varikapů D_{16} , D_{17} a z indukčnosti přívodu báze T_{10} . Pokud všechny přívody vytvoříme co nejkratší (viz rozložení součástek obr. 73 a fotografie), měl by oscilátor kmitat přibližně v pásmu.

Po hrubém nastavení kmitočtu nastavíme souběh. K tomu obvykle již postačí využít pouze trimru R_{69} , příp. kondenzátoru C_{88} . Vstupní signál je přibližně $f_{VST} = f_{OSC} - 120$ až 150 MHz při kmitočtu 2. mf 134 MHz. Oscilátor tedy nastavíme tak, aby kmitočet f_{VST} byl co nejpřesněji v propustném pásmu vstupního filtru. To je dáno šířkou pásma pro

–3 dB až –5 dB. Jak je vidět z obr. 93, šířka pásma pro uvedený pokles 3 dB je přibližně 50 až 80 MHz a pro –5 dB je přibližně 80 až 110 MHz, nastavení souběhu by proto nemělo dělat větší potíže. Při tomto nastavení jsou zrcadlové kmitočty ($f_{VST} + 2 \times 2$ mf) obvykle potlačený o 30 až 40 dB, což je dostačující.

Nemáme-li odpovídající přístrojové vybavení, musíme se spokojit pouze s nastavením oscilátoru. Předpokladem je, že ve vstupním filtru není hrubá závada, tj. jsou opatrně a pečlivě osazeny předepsané součástky. Pozor na terčíkové kondenzátory C_{13} a C_{14} , u nichž bývá často závada při neopatrném pájení. Bez přístrojů nebo velkých zkušeností se tato závada obtížně hledá. Potom se oscilátor snažíme nastavit pomocí jiného družicového přijímače. Propojíme oba vstupní konektory družicových přijímačů nebo na vstup fungujícího přijímače připojíme kousek koaxiálního kabelu s vazební smyčkou, kterou se přiblížíme k nastavenému oscilátoru a snažíme se zachytit signál oscilátoru. Pak se pokusíme výše uvedenými prvky oscilátor nastavit „do pásma“.

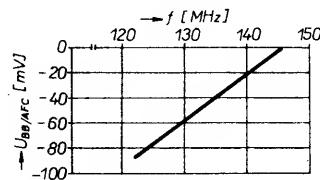
Při dalším způsobu ladění a nastavování využíváme signálů z družice. Pokud je jinak celý přijímač v pořádku, připojíme jej na přesně nastavenou parabolu s vnější jednotkou, nasměrovanou na družici ASTRA. Potom bychom měli zachytit program při ladícím napětí asi 8 až 14 V ± 2 V. Podaří-li se to, nasměrujeme přesně anténu na družici ECS 4 – měli bychom zachytit program TELECLUB (nebo RTL) při ladícím napětí asi 0,5 až 1 V a program SUPER CHANNEL při ladícím napětí asi 20 až 24 V.

V dalším kroku nastavíme úroveň AVC trimrem R_{24} tak, aby na výstupu zesilovače 2. mf (kondenzátory C_{52} , C_{53}) byl udržován signál na úrovni 0 dBm až –10 dBm, tj. asi 270 až 90 mV. Napětí AVC můžeme také s výhodou využít při přesném směřování antény, popř. při provizorním nastavení vstupního filtru. Signál na vstup přijímače musíme však utlmit tak, aby AVC právě začínalo pracovat; potom citlivě reaguje a můžeme se pokusit nastavit vstupní filtr výše uvedenými prvky.

Jako poslední zbývá demodulátor FM. Jeho výhodou je to, že pokud neuděláme chybu, tak z něho dostaneme demodulovaný signál téměř vždy. Pokud se vyskytuje chyba, bývá nejčastěji v transformátorech Tr_1 a Tr_2 nebo v diodách D_{15} . Podle typu použitých diod volíme C_{74} . Pro typ KAS44 bývá kapacita C_{74} spíše menší, tj. asi 3,3 až 5,6 pF, pro čtyři diody KAS34 obvykle spíše větší, tj. asi 5,6 až 10 pF. Pokud nemáme možnost obvod přesně nastavit, volíme C_{74} podle typu diod buď 4,7 nebo 6,8 pF. K nastavení demodulátoru jsou určeny speciální přístroje, které však jsou bohužel většinou nedostupné.

Demodulátor můžeme nastavit buď generátorem sejmutím statické S-křivky bod po bodu, nebo přenosovým woblerem se stejným směrným vstupem (obdobně jako při nastavování demodulátoru pro rozhlas FM) nebo jen pomocí signálů z družice. Snažíme se nastavit co nejvíce linearity S-křivky v oblasti 134 MHz ± 15 MHz zejména pomocí

C_{73} . Cívka L_{13} má malý vliv. Při využití signálů z družice se snažíme nastavit co nejlepší linearitu videosignálu. K tomuto účelu se výborně hodí měřicí řádky č. 17, 18, 330 a 331. Pozor na vliv deemfaze a disperzálu – videosignál proto vyhodnocujeme na výstupu pečlivě nastavené části video VAL. Přivedeme-li na vstup omezovače IO_2 (kondenzátor C_{53}) signál z generátoru, naměříme na výstupu B.B./AFC při správném nastavení přibližně část S-křivky podle obr. 94.



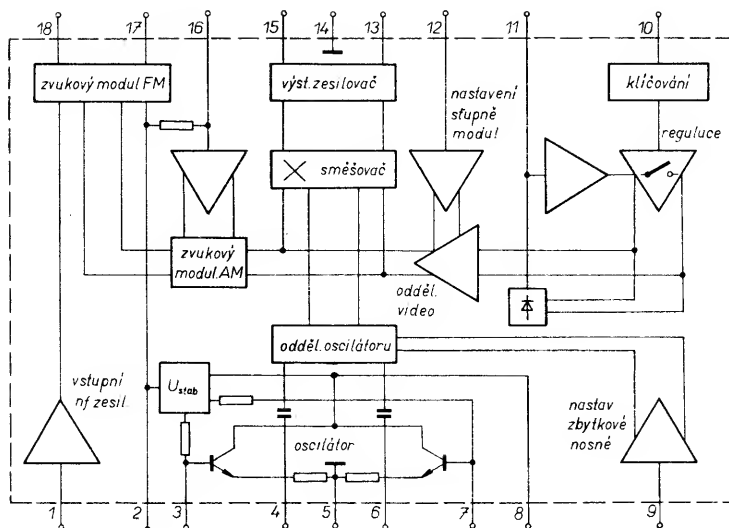
Obr. 94. Část S-křivky demodulátoru FM

Pokud bychom měřili přímo ze vstupu v dílu 950 až 1750 MHz, zjistíme, že S-křivka má opačný sklon. Jmenovité vstupní napětí před omezovačem IO_2 je asi 0 dBm až –10 dBm/75 Ω . Jak je vidět z obr. 94, je napětí na výstupu B.B./AFC při $f_{VST} = 134$ MHz asi –45 mV ± 10 mV. Na rozdíl od demodulátorů FM pro rozhlas je tato křivka velice plochá. Proto se obtížně vyhodnocují vrcholky např. při snímání S-křivky na přenosovém wobleru. Přibližně lze říci, že při správném nastavení jsou vrcholky na kmitočtech asi 100 až 110 MHz a 175 až 185 MHz.

Výše uvedené orientační údaje by měly pomoci při nastavování demodulátoru. Při použití náhradních metod bychom pak obvod definitivně měli nastavit až při reálném videosignálu z družice, nejlépe pomocí měřících rádků. Nakonec ještě poznámka pro orientaci: polarita videosignálu při příjmu většiny družicových signálů na svorce v dílu „výstup“ (C_{94}) je pozitivní (tj. synchronizační impulsy směřují dolů), kdežto na svorce B.B./AFC je negativní. Po nastavení všech částí v dílu nezapomeneme propojit spoj mezi kondenzátory C_{52} a C_{53} kapkou cinu – tím by měl být tento díl nastaven.

9. TV modulátor

Problémy při volbě kvalitního TV modulátoru, který převádí signály video a audio na kanál obvykle v televizním pásmu UHF, se vyskytují poměrně často a v amatérských konstrukcích zatím nebyly dostatečně úspěšně vyřešeny. Problémy jsou s nastavením a udržením hloubky modulace, s linearitou, intermodulací mezi barvosnou (popř. dalšími složkami videosignálu) a zvukovou subnosnou atd. Tyto problémy se vyskytují i u družicových přijímačů, které samy o sobě poskytují velice kvalitní televizní signál. Ten je potom obvykle značně znehodnocen v použitém modulátoru. Proto bychom měli dávat přednost přímému zpracování videosignálu a audiosignálu před modulátorem. Jelikož však zatím nejsou u nás příliš rozšířeny TV přijímače se vstupem video a audio, bude většinou nutné použít modulátor. Z hlediska kvality, jednoduchosti konstrukce, nastavení a reprodukovatelnosti je nejhodnější použít integrovaný modulátor, jehož představitelem je např. typ TDA5660P fy Siemens.



Obr. 95. Blokové vnitřní schéma obvodu TDA5660P

Vnitřní schéma obvodu je na obr. 95. Jak je vidět, obvod obsahuje kompletní modulátor: vstupní nf zesilovač a modulátor FM zvukové subnosné, oscilátor, modulátor AM, vstupní obnovitel ss složky, regulovaný zesilovač a pomocné obvody. Vstupní signály části video mají kmitočty 0 až 5 MHz, oscilátor může pracovat v rozsahu 48 až 860 MHz. Mimo jiné velkou výhodou tohoto obvodu je to, že beze změny hloubky modulace (kterou lze nastavit) zpracuje vstupní mezivrcholový signál video v rozmezí 0,7 až 1,4 V.

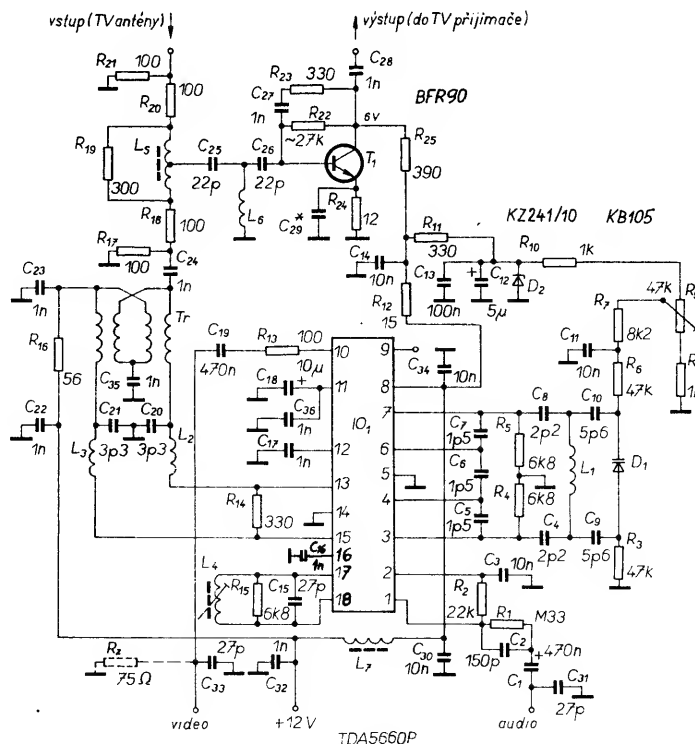
Celé zapojení modulátoru, které je na obr. 96, obsahuje minimum vnějších prvků. Modulátor lze rozdělit do několika částí. Je to samotný modulátor IO₁, obvod ladění, vstupní slučovač a zesilovač. Samotný modulátor je osazen integrovaným obvodem TDA5660P (IO₁). Vstupní signál audio je přiveden přes obvod preemfáze R₁, C₂ na vývod 1 (vstup). Přes rezistor R₂ je přivedeno na vývod 1 stabilizované napětí. Obvod oscilátoru IO₁ je na vývodech 3, 4, 6 a 7, k nimž jsou připojeny vnější součástky C₄ až C₁₀, R₃ až R₆, R₁ a D₁. Změnou napětí na varikapu D₁ lze přeladit kmitočet oscilátoru přibližně v pásmu 32. až 40. TV kanálu při použití součástek podle schématu a rozpisky. Požadujeme-li jiné kanály, musíme patřičně změnit indukčnost cívky L₁ atd. Kapacita varikapu D₁ se ovládá trimrem R₉, který je přes R₁₀ a R₈ napájen ze Zenerovy diody D₂. Vstupní signál video je přiveden na vývod 10 integrovaného obvodu IO₁ přes oddělovací kondenzátor C₁₉ a ochranný rezistor R₁₃. Pokud požadujeme, aby měl modulátor vstupní impedanci 75 Ω, připojíme rezistor R₂ = 75 Ω. Vstupní impedance vstupu video je řádu jednotek kΩ.

Vf výstup je symetrický na vývodech 13 a 15. R₁₄ tvoří zatěžovací impedanci. Modulovaný TV signál je veden přes dolní propust C₂₀, C₂₁, L₂, L₃ na symetrický transformátor Tr. V komerčních modulátorech se obvykle používá transformátor širokopásmový, vinutý na feritovém jádře. V naší konstrukci byl pro zjednodušení použit transformátor realizovaný na desce s plošnými spoji. Přes R₁₆ je napájen výstupní zesilovač v IO₁. Nakonec k vývodům 17 a 18 vnitřního zvukového modulátoru FM obvodu IO₁ je připojen rezonanční obvod L₄, C₁₅ spolu s tlumícím rezistorem R₁₅. Tento obvod LC se ladí na 6,5 MHz. Bez problému jej však lze naladit i na 5,5 MHz.

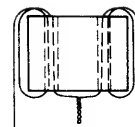
Výstupní vf modulovaný signál je přes oddělovací kondenzátor C₂₄ a útlumový a přizpůsobovací člen R₁₇, R₁₈ přiveden na slučovací člen L₅. Ten je navinut na miniaturním dvouděrovém feritovém jádře o rozměrech 5,5 × 6,5 mm. Je to vlastně polovina hybridního slučovacího a rozbočovacího členu. Rezistor R₁₉ tvoří vazební impedanci. Před útlumový a přizpůsobovací obvod R₂₀, R₂₁ můžeme přivádět na druhou větev hybridního členu TV signál z antény apod. Na výstupu potom dostaneme sloučený signál z modulátoru a ze svorky „vstup“.

Dále následuje horní propust C₂₅, C₂₆, L₆ a zesilovač s tranzistorem T₁, který kompenzuje útlum v hybridním členu a v útlumových a přizpůsobovacích obvodech. Výstup je z kolektoru T₁ přes oddělovací kondenzátor C₂₈.

Na obr. 97 je navíjecí předpis cívky L₅, v tab. 4 jsou ostatní navíjecí předpisy, na obr. 98 je deska s plošnými spoji, na obr. 99 je rozložení součástek a v tab. 5 je rozpiska součástek.



Obr. 96. Schéma modulátoru



Obr. 97. Navíjecí předpis cívky L₅ modulátoru; 2 × 1,5 závitů drátu CuU o Ø 0,4 mm na miniaturním dvouděrovém jádře (ferit) o rozměrech 5,5 × 6,5 mm

Deska s plošnými spoji je umístěna v krabici z pocínovaného plechu tl. 0,5 až 1 mm s přepážkou výšky 20 mm. Výkres krabice je na obr. 100. Jako vstupní a výstupní konektory by měly být použity panelové konektory. Protože však jsou těžko dostupné, je opět možné s výhodou použít upravené kabelové konektory. Vhodné jsou např. výrobky VD Univerzál Bratislava typ SZ – 02 a SV – 01 nebo podobné. Krabici je vhodné uzavřít víčky. Přívrty do modulátoru je vhodné opět opatřit nýtky, pájecími špičkami apod.

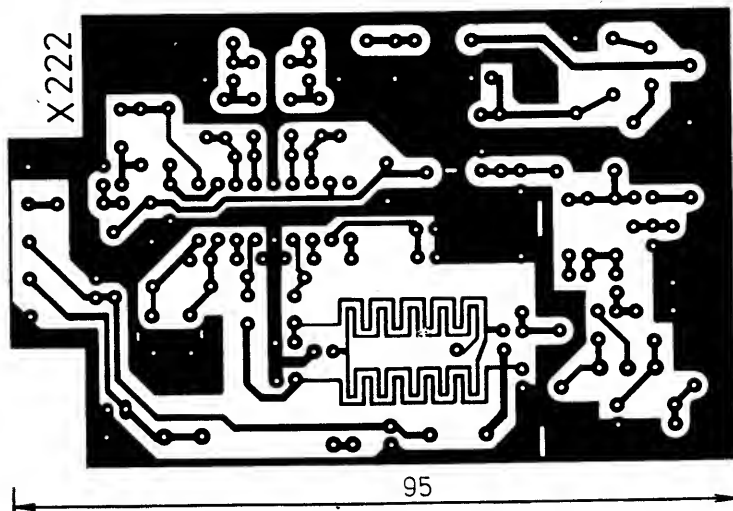
Osazení a oživení modulátoru by nemělo činit větší potíže. Po zapájení všech součástek nastavíme volbou odporu rezistoru R₂₂ pracovní bod tranzistoru T₁. Pro kontrolu jsou v tab. 6 uvedena typická napětí na obvodu TDA5660P. Potom cívku L₄ nastavíme zvukovou subnosnou na 6,5 MHz nebo 5,5 MHz. Jmenovité efektivní vstupní nf napětí audio má být 0,7 V, jmenovité mezivrcholové vstupní napětí video je 1 V, typický odběr IO₁ je asi 30 mA, celého modulátoru asi 45 mA. Nebyli-li by signál správně promodulován nebo byly-li by na obrazovce TV přijímače silné rušivé intermodulační produkty, je možné změnou indukčnosti cívek L₂ a L₃ (např. roztahováním závitů) dosáhnout snadno vyhovujícího stavu.

10. Napájecí zdroj

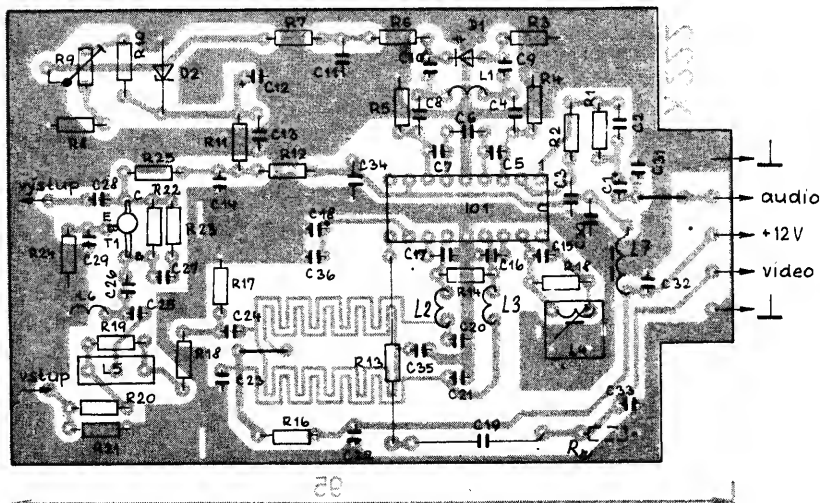
Napájecí zdroj je na obr. 101. Transformátor má 3 sekundární vinutí. První je 21 V/0,6 A, z něhož se získává stejnosměrné napětí +18 V, stabilizované obvodem typu

Tab. 4. Navijecí předpisy cívek modulátoru

L ₁	1 závit izol. drátem o \varnothing 0,4 mm, samonosně na \varnothing 3 mm
L ₂	3,5 z izol. drátem o \varnothing 0,4 mm, samonosně na \varnothing 3 mm
L ₃	2,5 z izol. drátem o \varnothing 0,4 mm, samonosně na \varnothing 3 mm
L ₄	60 z izol. drátem o \varnothing 0,15 mm na kostře 5FF 221 16 s krytem, jádro M4 z mater. N01 (nebo N05):
L ₆	6,5 z izol. drátem o \varnothing 0,4 mm, samonosně na \varnothing 3 mm
L ₇	15,5 z izol. drátem o \varnothing 0,25 mm na feritové tyčce \varnothing 2,5×16 mm z mater. N1 (nebo H6, H12)



Obr. 98. Deska s plošnými spoji X222 modulátoru



Obr. 99. Rozložení součástek na desce s plošnými spoji

MA7815. Tento obvod je „patnáctivoltový“ a na +18 V je „posunut“ Zenerovou diodou ZD₁. Z tohoto vinutí je dále napájena přes stabilizátor IO₂ vnější mikrovlnná jednotka. Výstupní napětí pro jednotku lze trimrem R₁ regulovat přibližně v rozsahu +12 až +18 V. Dioda D₁₄ umožňuje připojit k jedné vnější

jednotce bez nebezpečí poškození napájecích zdrojů několik přijímačů.

Druhé vinutí je 2× 15 V/0,3 A s vyvedeným středem, z něj se získává stejnosměrné napětí ±12 V. Kladné napětí je stabilizováno obvodem IO₃. Záporný stabilizátor je z diskretních součástek. Transistor T₄ je zapojen jako proudová pojistka, vlastní stabilizátor tvoří tranzistory T₁ až T₃, trimrem R₈ nastavíme výstupní napětí na -12 V. Z jedné sekce vinutí je odebíráno přes dělič R₁₃, R₁₄ a diodou D₁₃ omezené napětí, které má na výstupní svorce „test“ charakter kladných omezených půlvln o amplitudě asi 1 V.

Třetí vinutí 35 V/0,03 A slouží k získání napětí +34 V pro ladění. Po usměrnění je stabilizováno obvodem T₅, ZD₃ a ZD₄. Napájecí napětí pro vnější jednotku doporučuji vést přes samostatnou pojistku, umístěnou na zadním panelu přijímače. Usmadíme si tím hledání závady při zkratu v koaxiálním kabelu nebo konektoru.

Tab. 6. Typická napětí na vývodech obvodu TDA5660P

Vývod	Napětí [V]	Vývod	Napětí [V]
1	7,4	10	3,0
2	7,4	11	0,7
3	4,1	12	0,9
4	3,4	13	11,8
5	0	14	0
6	3,4	15	11,8
7	4,1	16	7,4
8	12	17	6,4
9	0,4	18	6,4

Tab. 5. Seznam součástek remodulátoru

Kondenzátory

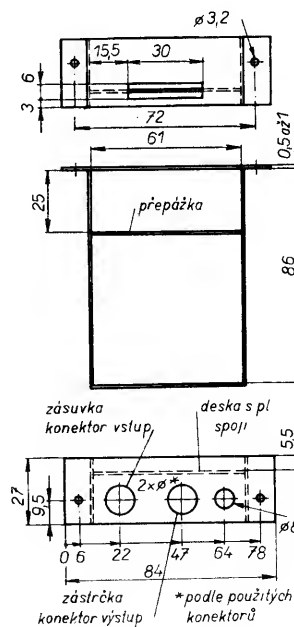
C ₁	470 nF, TE 135
C ₂	150 pF, TK 774
C ₃ , C ₁₁ , C ₁₄ , C ₃₀ , C ₃₄	10 nF, TK 744
C ₄ , C ₈	2,2 pF, TK 656
C ₅ , C ₆ , C ₇	1,5 pF, TK 656
C ₉ , C ₁₀	5,6 pF, TK 656
C ₁₂	5 μF, TE 004
C ₁₃	100 nF, TK 782
C ₁₅ , C ₃₁ , C ₃₃	27 pF, TK 754
C ₁₆ , C ₁₇ , C ₂₂ , C ₂₃ , C ₂₄ , C ₂₇ , C ₂₈ , C ₃₂ , C ₃₅ , C ₃₆	1 nF, TK 724
C ₁₈	10 μF, TE 003
C ₁₉	470 nF, TC 215
C ₂₀ , C ₂₁	3,3 pF, TK 656
C ₂₅ , C ₂₆	22 pF, TK 754
C ₂₉	TK 754, není třeba použít, použijte-li se, vyberte jej tak, aby byl průběh zesílení rovnoměrný

Rezistory TR 191

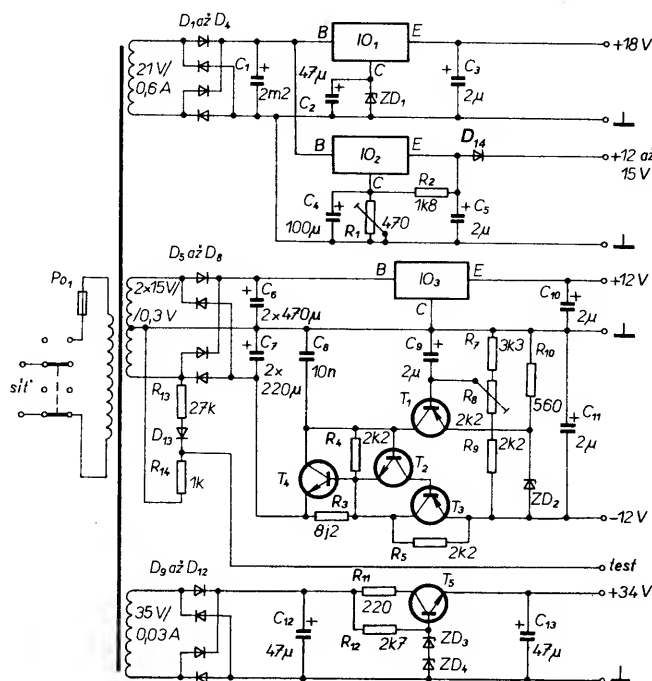
R ₁	330 kΩ
R ₂	22 kΩ
R ₃ , R ₆	47 kΩ
R ₄ , R ₅	6,8 kΩ
R ₇	8,2 kΩ
R ₈ , R ₁₀	1 kΩ
R ₉	47 kΩ, trimr TP 011
R ₁₁ , R ₁₄ , R ₂₃	330 Ω
R ₁₂	15 Ω
R ₁₃ , R ₁₇ , R ₁₈ , R ₂₀ , R ₂₁	100 Ω
R ₁₅	6,8 kΩ
R ₁₆	56 Ω
R ₁₉	300 Ω (270 Ω)
R ₂₂	asi 27 kΩ (nastavení prac. bodu)
R ₂₄	12 Ω
R ₂₅	390 Ω

Polovodičové součástky

IO ₁	TDA5660P
T ₁	BFR90
D ₁	KB205B
D ₂	KZ241/10



Obr. 100. Krabice modulátoru



Obr. 101. Schéma napájecího zdroje

Uvedení napájecího zdroje do provozu by nemělo činit problémy. Pokud nebude k dispozici kondenzátor C_1 v provedení uvedeném v rozpisce, lze jej nahradit kondenzátorem s kapacitou až 1 mF. Potom by mělo být zvlnění napájecího napětí na C_1 asi 2,5 až

3 V. Na obr. 102 je deska s plošnými spoji, na obr. 103 je rozmístění součástek. Na obr. 104 je příklad provedení chladiče. Na něm jsou umístěny IO_1 a IO_2 izolované, IO_3 přímo. Stabilizátory jsou s vývody z plošných spojů propojeny izolovaným vodičem o průměru

Tab. 7. Seznam součástek pro napájecí zdroj

Rezistory TR 212 (MLT-0,25, TR 191)

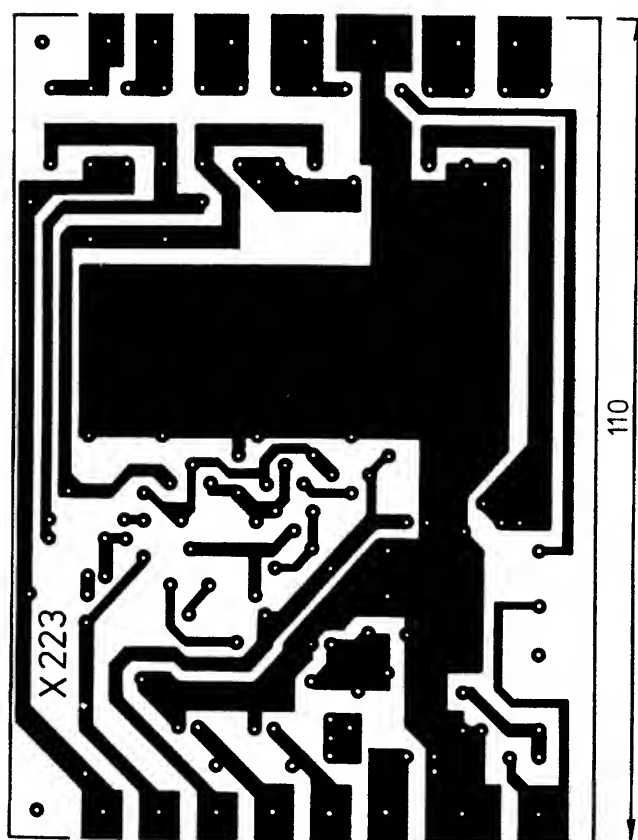
R_1	470 Ω , trimr TP 011
R_2	1,8 k Ω
R_3	8,2 Ω
R_4, R_5, R_9	2,2 k Ω
R_7	3,3 k Ω
R_8	2,2 k Ω , trimr TP 011
R_{10}	560 Ω
R_{11}	220 Ω
R_{12}	2,7 k Ω
R_{13}	27 k Ω
R_{14}	1 k Ω

Kondenzátory

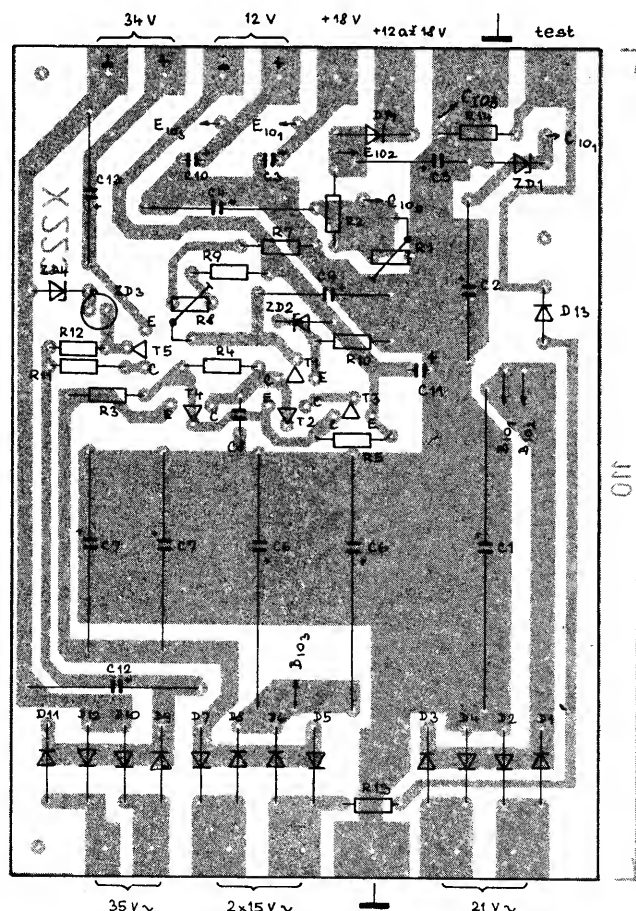
C_1	2,2 mF, TE 676B
C_2	47 μ F, TF 009
C_3	2 μ F, TE 005
C_4	100 μ F, TF 007
C_5	2 μ F, TE 986
C_6	470 μ F, TF 010, 2x
C_7	220 μ F, TF 009, 2x
C_8	10 nF, TK 744
C_9	2 μ F, TE 986
C_{10}, C_{11}	2 μ F, TE 005
C_{12}	47 μ F, TF 011
C_{13}	47 μ F, TF 010

Polovodičové součástky

D_1 až D_4	KY132/150
D_5 až D_{12}	KY130/150
D_{13}	KA206
D_{14}	KY130/150
ZD_1, ZD_4	KZ140
ZD_2	KZ141
ZD_3	MAA550



Obr. 102. Deska s plošnými spoji X223 zdroje



Obr. 103. Rozložení součástek zdroje na desce s plošnými spoji

Anritsu Instruments

World Leader in
Optical Fiber Measurement Technology

Phoenix Praha A.S., Ing. Havlíček, Tel.: (2) 69 22 906

ELSinco

Úvod do číslicové a mikropočítačové techniky

František Kyrš, Tomáš Kyrš

(Dokončení)

Instrukce DAA (Decimal Adjust Accumulator) pro desítkovou korekci obsahu sřadače má speciální význam. Slouží ke korekci výsledků aritmetických operací tehdy, byly-li operandy tvořeny čísly v kódu BCD. Protože jednotka ALU pracuje výhradně v binárním kódu, výsledek operace neodpovídá dekadické matematice a musí být korigován.

Příklad: Instrukci ADD jsme sečetli dvě čísla BCD

24 D 0010 0100

+38 D 0011 1000

62 D 0101 1100 =5C H

Výsledek má být 62 D, tomu však číslo 5C H neodpovídá, nelze vyjádřit v kódu BCD. Je nutná dekadická korekce.

Instrukce DAA tehdy, překročí-li obsah nižší dekády BCD (čtveřice bitů) mezní dekadickou poziční hodnotu (tj. 9 D = 1001), nebo dojde-li k přenosu do vyšší dekády (a tím k nastavení příznaku pomocného přenosu AC), zabezpečí přičtení čísla 6 k nižší bitové čtveřici.

Obdobně, je-li obsah vyšší dekády výsledku větší než 9 nebo došlo-li k přenosu z této dekády (tentokrát indikovanému nastavením CY), přičítá se k výsledku, tj. obsahu registru A číslo 60 H. Při splnění obou předpokladů se k ACC přičítá číslo 66 H.

V našem příkladu byl pouze překročen rozsah nižšího řádu, proto korekční instrukce DAA bude mít za důsledek, že se k výsledku přičte pouze 6. Potom

0101 1100

0110

0110 0010 =62 D

bude již akumulátor obsahovat správný výsledek, odpovídající součtu čísel 24 + 38.

Ve skupině aritmetických instrukcí dále nacházíme dvojici INX, DCX pro inkrementaci a dekrementaci registrových párů BC, DE, HL a SP v plném 16bitovém rozsahu.

Instrukce DAD (Double Add) je jediná 16bitová aritmetická instrukce. Pár HL při ní působí jako 2bytový sřadač. Druhý operand je uložen v některém zbývajícím registrovém páru nebo v SP. Díky tomu je tato instrukce jednobytová.

Všechny složitější aritmetické operace včetně práce s vícenásobnou přesností musí být zajišťovány programovou cestou.

Logické instrukce

Všechny logické instrukce jsou 8bitové, jedním z operandů a výsledkem je vždy sřadač.

Instrukce ANA (registry, M) a ANI (přímý operand) jsou instrukcemi logického součinu, prováděného nezávisle nad všemi protilehlými bity obou operandů.

Obdobně ORA, ORI jsou instrukcemi logického součtu a instrukce XRA, XRI provádějí logickou neekvivalenci.

Tyto instrukce umožňují tzv. maskami, definovanými vždy obsahem jednoho z operandů, nulovat, nastavovat, komplementovat, případně i jinak modifikovat stav a vliv jednotlivých bitů ACC.

Několik **příkladů** použití:

Instrukce ANA (ANI)

výchozí stav ACC

1101 1011

maska

0000 1111

konečný stav ACC

0000 1011

Vidíme, že instrukce nastaví 0 do všech bitů sřadače, jejichž protilehlé bity masky jsou rovny 0. Ostatní bity výsledku zůstávají v původním stavu. Je-li maska rovna 0, ACC se vynuluje.

Instrukce ORA (ORI)

výchozí stav ACC

1101 1011

maska

0000 1111

konečný stav ACC

1101 1111

Tato instrukce naopak nastaví 1 na všech bitech sřadače, jehož protilehlé bity masky jsou rovny 1. Ostatní bity zůstávají nezměněny.

Instrukce XRA (XRI)

výchozí stav ACC

1101 1011

maska

0000 1111

konečný stav ACC

1101 0100

Instrukce logické neekvivalence nastaví stav 1 do těch bitů sřadače, jejichž protilehlé bity masky mají různé logické hodnoty. V opačném případě se nastaví 0. Má-li tedy například maska hodnotu FF H, invertuje se obsah sřadače.

Všechny instrukce nastavují příznakové indikátory s výjimkou CY = AC = 0.

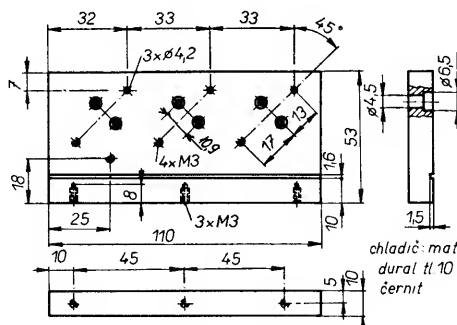
Pomocí masky lze pracovat s jednotlivými bity nebo jejich skupinami. Příznaků operací lze využívat podmíněnými instrukcemi. Protože jeden operand logických instrukcí je uložen v dočasném sřadači, je možné a často se užívá instrukcí se stejnými operandy. Např. instrukce XRA A nuluje obsah ACC, nulovány jsou současně všechny indikátory s výjimkou ZERO, který se naopak nastaví na Z = 1.

Instrukce CMP a CPI logicky porovnávají obsah ACC s registrovým nebo přímým operandem, technicky se to dělá tak, že se druhý operand odčítá od obsahu sřadače, původní obsah ACC

T ₁	KC308
T ₂ , T ₄	KC238
T ₃	KC636
T ₅	KC237
IO ₁	MA7815
IO ₂ , IO ₃	MA7812

asi 0,8 mm. Chladič nemusí mít drážku, stačí pouze připevnění úhelníčkem. Místo duralového pásu by vyhověl i úhelník obdobných rozměrů. V tab. 7 je rozpiska součástek napájecího zdroje.

(Dokončení příště)



Obr. 104. Chladič

KIKUSUI Oscilloscopes

Superior in Quality,
first class in Performance!

Phoenix Praha A.S., Ing. Havlíček, Tel.: (2) 69 22 906

ELSinco

se však nemění. Výsledkem je tedy pouze nastavení příznakových indikátorů.

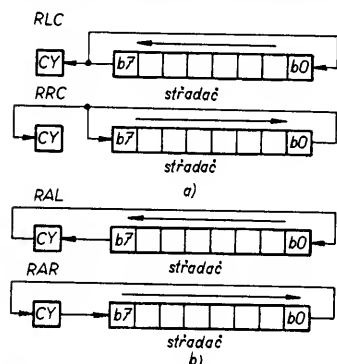
ACC > R Z = 0, CY = 0,
ACC = R Z = 1, CY = 0,
ACC < R Z = 0, CY = 1.

Instrukce CMA (Complement ACC) neguje přímo obsah sřadače, příznakové indikátory ovlivňovány nejsou.

Instrukce rotací

Tato skupina se skládá ze čtyř sřadačově orientovaných instrukcí. Dvě z nich, RLC a RRC (Rotate ACC Left/Right), umožňují rotaci obsahu akumulátoru vlevo nebo vpravo o jeden bit, přičemž vysouváný bit se zapisuje do pozice uvolňovaného bitu a současně do indikátoru CY, obr. 98a.

Druhá dvojice vzájemně inverzních instrukcí RAL, RAR, tj. Rotate ACC Left/Right through Carry, opět zavádí rotaci o jeden bit, tentokrát však přímo přes indikátor CY. Vysouváný bit se zapisuje do CY a naopak, příznakový bit se zapisuje do akumulátoru. Instrukce rotací mají značně skromnou skladbu, instrukce aritmetických posuvů v instrukčním souboru nenacházíme vůbec.



Obr. 98. Schematické znázornění funkce rotací; a) RLC, RRC s přenosem do CARRY, b) RAL, RAR s přenosem přes CARRY

Skokové instrukce

JMP (Jump) je instrukce nepodmíněného programového skoku na přímou adresu, tvořenou druhým a třetím bytem instrukce.

Skokové instrukce účinně podporuje instrukce PCHL (Load PC from HL), která je pouze jednobytová. Obsah programového čítače je přepsán připraveným obsahem registrového páru HL. Je to výkonná a užitečná instrukce, umožňující zajistit nepřímou adresovanou skok.

Skupina podmíněných skoků JC/JNC, JZ/JNZ, JPE/JPO a JP/JM představuje opět 3bytové instrukce s přímou 16bitovou adresou ve 2. a 3. instrukčním bytu. Jejich provedení závisí na testovaném stavu příslušného příznakového indikátoru CY, Z, P, S. Není-li podmínka skoku splněna, skok nenastane a PC adresuje instrukci bezprostředně následující. Těmito instrukcemi se realizují programové smyčky a testy. V instrukčním souboru citelně chybí relativní skoky se zkráceným adresováním (Short Jumps).

Instrukce pro práci se zásobníkem

Přístup k zásobníku je možný pouze prostřednictvím ukazatele SP, který vždy udává jeho nejvyšší aktuální položku. Přitom je třeba mít vždy na paměti, že zásobník je vratný — při zápisu položky se adresa zásobníku dekrementuje, při výběru každé položky inkrementuje.

Jednobytové instrukce PUSH (Push Data onto Stack — zápis dat do zásobníku) a POP (Pop Data off Stack — výběr dat ze zásobníku) jsou registrově orientovány na páry BC, DE, HL a PSW. Druhým operandem je vždy vrchol zásobníku, implicitně udržovaný interním mechanismem nastavení ukazatele SP.

Např. instrukci PUSH B se přesouvá obsah registrového páru do zásobníku takto, obr. 99a:

1) SP původně ukazuje na poslední položku, zapsanou na vrchol zásobníku (3F H), které odpovídá adresa 1FA5 H. 2) Pro zápis první položky z registru musí být nejprve posunut vrchol zásobníku, dekrementuje se proto ukazatel SP-1 na adresu 1FA4. Na toto místo se zapíše obsah významově vyššího registru páru BC, tj. registru B.

3) Další dekrementaci SP-1 se přechází na druhé paměťové místo zásobníku, kam se přepíše obsah významově nižšího registru, tj. C. Instrukce POP je vůči PUSH inverzní. Obr. 99b popisuje výběr obsahu zásobníku, uloženého v předchozím příkladu, zpět do registrového páru BC:

1. Obsah místa, adresovaného ukazatelem SP, tedy původního vrcholu zásobníku, se přesune do významově nižšího registru, tj. C. 2. Inkrementem SP se aktualizuje druhá položka zásobníku a její obsah se přepíše do významnějšího registru cílového páru, tj. B. 3. Nakonec se ještě jednou inkrementuje SP, aby opět adresoval nejvyšší aktuální položku, vrchol zásobníku.

Další významnou instrukcí pro práci se zásobníkem je XTHL (Exchange Stack), zaměřuje obsah vrcholu zásobníku s obsahem páru HL. Registr L se zaměřuje s obsahem [SP], registr H s obsahem [SP+1]. Ukazatel SP se při tom nemění. Instrukce je jednobytová, protože nevyžaduje adresovou specifikaci.

Instrukce pro práci s podprogramy

Pro volání podprogramů a návraty z nich je k dispozici soubor podmíněných a nepodmíněných instrukcí. Až na RST n pracují všechny instrukce s přímou adresou, jsou tedy 3bytové. Běžný obsah programového čítače PC se při jejich vyvolání ukládá do zásobníku jako návratová adresa.

Instrukce CALL je nepodmíněná.

Vykonání instrukcí CC/CNC, CZ/CNZ, CP/CM a CPE/CPO, které jsou podmíněné, vždy závisí na stavu příslušného indikátoru příznakového registru PSW.

Ve srovnání s předchozími 3bytovými instrukcemi představují zvláštní typ jednobytové volací instrukce RST (Restart). Zajišťují skok na jednu z osmi pevně definovaných adres RST 0 až 7 = 0, 8, 16 až 56 D. I když jsou tyto instrukce v systému Intel určeny především pro specifikaci typu přerušení, mohou být užity i tímto druhým způsobem. Dá se tak například usnadnit i ladění programových bloků.

Pro návraty z podprogramů slouží především nepodmíněná instrukce RET (Return — návrat). Dalšími jsou podmíněné instrukce RC/RNC, RZ/RNZ, RP/RM, RPE, RPO. Všechny jsou jednobytové, protože využívají návratové adresy, vyzvedávané mechanismem instrukcí ze zásobníku.

Instrukce vstupu a výstupu dat

Jsou k dispozici dvě instrukce IN a OUT, obě sřadačově orientované, dvoubytové.

Instrukce IN přenáší obsah datové sběrnice DB0 až DB7 do sřadače ACC, instrukce OUT naopak vysílá obsah ACC na datovou sběrnici. Oba přenosy jsou doprovázeny 8bitovou adresou (zdroje nebo příjemce), určenou druhým bytem instrukce a přenášenou po nižší polovině adresové sběrnice A0 až A7.

Vlastní přenos mezi systémovou datovou sběrnici, portem I/O a příslušnou periferií je záležitostí vstupních/výstupních obvodů, což musí být při programování komunikací bráno v úvahu.

Instrukce pro práci s přenosovým bitem CY

K nastavení indikátoru přenosu CY = 1 slouží instrukce STC (Set Carry). Pro negaci stavu tohoto indikátoru je k dispozici instrukce CMC (Complement Carry).

Instrukce pro kontrolu systému přerušení

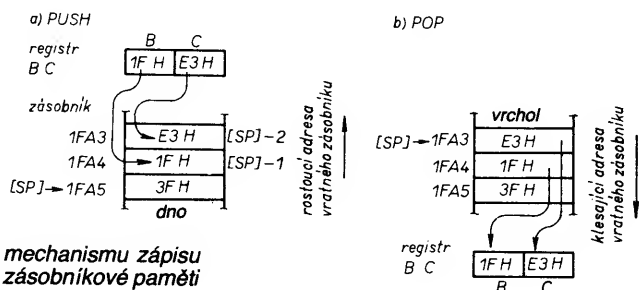
Instrukce EI nastavuje přístupový klopný obvod INTE CPU do stavu, povolujícího uplatnění žádosti o přerušení. Instrukcí DI je naopak tento obvod nulován a uplatnění dalšího přerušení znemožněno.

Instrukce HLT zastavuje činnost CPU až do výskytu požadavku na přerušení. Musí jí předcházet povolení přerušení instrukcí EI.

Instrukce NOP

Posledním typem instrukce, pokud jsme správně počítali, je „prázdná“ instrukce, NOP (No Operation). Jejím úkolem je pouze inkrementace PC, umožňující přechod na další instrukci. Přesto může být užita, např. v časových smyčkách nebo pro rezervování paměťových míst a ladění programů, k čemuž ji také předurčuje snadno identifikovatelný kód 00 H.

Orientačním popisem instrukčního souboru CPU 8080 vlatně končíme



Obr. 99. Znáznornění mechanismu zápisu (a) a čtení (b) obsahu zásobníkové paměti

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0	0 NOP	1 LXI B	2 STAX B	3 INX B	4 INR B	5 OCR B	6 MVI B	7 RLC		9 DAO B	10 LOAX B	11 OCX B	12 INR C	13 OCR C	14 MVI C	15 RRC
1		17 LXI D	18 STAX D	19 INX D	20 INR D	21 OCR D	22 MVI D	23 RAL		25 DAO D	26 LOAX D	27 OCX D	28 INR E	29 OCR E	30 MVI E	31 RAR
2		33 LXI H	34 SHLO	35 INX H	36 INR H	37 OCR H	38 MVI H	39 OAA		41 DAO H	42 LHLO	43 OCX H	44 INR L	45 OCR L	46 MVI L	47 CMA
3		49 LXI SP	50 STA	51 INX SP	52 INR M	53 OCR M	54 MVI M	55 STC		57 DAO SP	58 LOA	59 OCX SP	60 INR A	61 OCR A	62 MVI A	63 CMC
4	64 MOV B,B	65 MOV B,C	66 MOV B,D	67 MOV B,E	68 MOV B,H	69 MOV B,L	70 MOV B,M	71 MOV B,A	72 MOV C,B	73 MOV C,C	74 MOV C,D	75 MOV C,E	76 MOV C,H	77 MOV C,L	78 MOV C,M	79 MOV C,A
5	80 MOV D,B	81 MOV D,C	82 MOV D,D	83 MOV D,E	84 MOV D,H	85 MOV D,L	86 MOV D,M	87 MOV D,A	88 MOV E,B	89 MOV E,C	90 MOV E,D	91 MOV E,E	92 MOV E,H	93 MOV E,L	94 MOV E,M	95 MOV E,A
6	96 MOV H,B	97 MOV H,C	98 MOV H,D	99 MOV H,E	100 MOV H,H	101 MOV H,L	102 MOV H,M	103 MOV H,A	104 MOV L,B	105 MOV L,C	106 MOV L,D	107 MOV L,E	108 MOV L,H	109 MOV L,L	110 MOV L,M	111 MOV L,A
7	112 MOV M,B	113 MOV M,C	114 MOV M,D	115 MOV M,E	116 MOV M,H	117 MOV M,L	118 HLT	119 MOV M,A	120 MOV A,B	121 MOV A,C	122 MOV A,D	123 MOV A,E	124 MOV A,H	125 MOV A,L	126 MOV A,M	127 MOV A,A
8	128 ADD B	129 ADD C	130 ADD D	131 ADD E	132 ADD H	133 ADD L	134 ADD M	135 ADD A	136 ADC B	137 ADC C	138 ADC D	139 ADC E	140 ADC H	141 ADC L	142 ADC M	143 ADC A
9	144 SUB B	145 SUB C	146 SUB D	147 SUB E	148 SUB H	149 SUB L	150 SUB M	151 SUB A	152 SBB B	153 SBB C	154 SBB D	155 SBB E	156 SBB H	157 SBB L	158 SBB M	159 SBB A
A	160 ANA B	161 ANA C	162 ANA D	163 ANA E	164 ANA H	165 ANA L	166 ANA M	167 ANA A	168 XRA B	169 XRA C	170 XRA D	171 XRA E	172 XRA H	173 XRA L	174 XRA M	175 XRA A
B	176 ORA B	177 ORA C	178 ORA D	179 ORA E	180 ORA H	181 ORA L	182 ORA M	183 ORA A	184 CMP B	185 CMP C	186 CMP D	187 CMP E	188 CMP H	189 CMP L	190 CMP M	191 CMP A
C	192 RNZ	193 POP B	194 JNZ	195 JMP	196 DNZ	197 AOI	198 RST D	199 RZ	200 RET	201 JZ	202 CB	203 CZ	204 CALL	205 ACI	206 RST I	207 RST I
D	208 RNC	209 POP D	210 JNC	211 OUT	212 ONC	213 PUSH D	214 SUI	215 RST 2	216 RC	217 JC	218 IN	219 CC	220 * DD	221 SBI	222 RST 3	223 RST 3
E	224 RPD	225 POP H	226 JPD	227 XTHL	228 CPD	229 PUSH H	230 ANI	231 RST 4	232 RPE	233 PCHL	234 JPE	235 XCHG	236 CPE	237 * EO	238 XRI	239 RST 5
F	240 RP	241 PDP	242 PSW	243 JP	244 DI	245 CP	246 PUSH PSW	247 DRI	248 RST 6	249 RM	250 SPHL	251 JM	252 EI	253 CM	254 CPI	255 RST 7

Obr. 100.

naše úvahy nad principy činnosti mikroprocesorových systémů, pro které jsme si jako model zvolili stavebnici s CPU 8080. Výhody jsou zřejmé. Především je struktura mikroprocesoru a její vazba na systém dostatečně přehledná a jednoduchá, přičemž současně obsahuje všechny podstatné funkční a obvodové prvky. K dispozici je k tomuto systému také poměrně rozsáhlá literatura pro další studium, což o jiných mikroprocesorech tvrdit nelze.

Instrukční soubor každého mikroprocesoru lze z hlediska programování mikropočítače, ať už na úrovni jazyka symbolických adres nebo strojového kódu, přirovnat k abecedě. Stejně jako si školák plete písmena, tak i my budeme klopýtat v přesném chápání jednotlivých instrukcí, jejich funkce a účelu. Tak jako znalost abecedy je podmínkou běžného čtení a psaní, tak znalost assembleru podmiňuje jak možnost pochopit hotový program, tak jeho tvorbu.

Rozsáhlost instrukčního souboru 8080, i když je jen zdánlivá, může na první pohled působit dojmem, že se nedá zvládnout. To je však skutečně pouhý dojem. Pro počáteční přístup vám doporučujeme nejprve hrubé, orientační studium s pomocí tabulky na obr. 100, na které je všech 244 instrukcí systematicky seřazeno podle hexadecimálního kódu v souřadnicovém uspořádání – vyšší hexa čtveřice je na levé, nižší na horní straně tabulky. V pravém horním rohu kolony každé instrukce je vždy uveden odpovídající počet jejich bytů.

V prvním náhledu analyzujeme každou instrukci (většinou však skupinu instrukcí, u nichž tabulka dává dobře vyniknout modifikacím operačního kódu a implicitních operandů) podle její funkce a adresovací metody. Uvažujeme, co jednotlivé byty instrukce přesně znamenají a jak jsou využity. Při tom zatím vystačíme s tím popisem instrukčního souboru, který jsme si uvedli.

Po získání určitého přehledu se zaměříme zejména na instrukce využívající nebo naopak ovlivňující jednotlivé příznaky registru PSW. Přemyslíme, jaké podmínky musí být splněny, aby ta která instrukce vůbec mohla být do programu zařazena, nebo reagovala požadovaným způsobem. Co se stane v opačném případě.

Zvládnutí celého instrukčního souboru až do úrovně, umožňující začít s jeho praktickým užíváním, samozřejmě vyžaduje určitý čas. Velmi brzo však zjistíme, že po překonání základních problémů lze při analýze jednotlivých instrukcí postupovat zcela logicky a systematicky. Velmi užitečné je v této fázi studium úseků jednoduchých, komentovaných výpisů programů, které můžeme nalézt např. na zelených stránkách AR. Zkušenost však ukazuje, že pro podrobné pochopení podstatných nuancí celého instrukčního souboru je nutná praktická práce na počítači. Především proto, že bez možnosti praktické kontroly si řadu funkcí zcela zákonitě vysvětlujeme jinak, než jsou ve skutečnosti realizovány. Jakýkoli, tedy i nejjednodušší 8bitový počítač s příslušné programové vybavení jsou v této fázi neocenitelnou pomůckou.

Vraťme se však zpět k tabulce, obr. 100, kterou považujeme za velmi užitečnou i při praktické práci. Tehdy je výhodná především pro dvě základní použití:

a) umožňuje oboustrannou konverzi typu: assemblerová mnemonika ↔ hexadecimální strojový kód

Příklad: MOV A,B ↔ 78 H.

b) Obdobně snadná je i konverze typu: assemblerová mnemonika ↔ dekadický kód

Příklad: MOV A,B ↔ 120 D.

Tento druhý typ konverze je velmi užitečný např. při práci v jazyce BASIC (viz dvojice příkazů READ/DATA). Dekadický kód každé instrukce je vždy vepsán do horního řádku její kolony.

Kromě uvedených příkladů může být tabulka užito jak pro přímou konverzi číselných hodnot v 8bitovém rozsahu bez znaménka, tj. HEXA (0...FF H) ↔ DEKAD (0...255 D), tak pro přímou konverzi instrukčního souboru CPU 8080 na úrovni strojového kódu ve vyjádření HEXA ↔ DEK.

Závěrem bychom chtěli zdůraznit, že i pro toho, kdo se již prací se systémy, organizovanými kolem CPU 8080 zabývat nebude, je zvládnutí instrukčního souboru tohoto mikroprocesoru velmi užitečné. Nejen proto, že základní principy zůstávají i v dalších generacích mikroprocesorů fy INTEL stejné a že na tento soubor například přímo navazuje populární mikroprocesor Z-80, ale především z toho důvodu, že struktury i instrukční soubory mikroprocesorů a mikropočítačů vyšších generací jsou pochopitelně podstatně složitější. Pak je vždy výhodnější postupně rozvíjet získané poznatky a zkušenosti, než vpadnout do celé složité problematiky bez jakékoli přípravy. Tak budeme postupovat ve 2. díle tohoto příspěvku. Snažte se proto do té doby získat a rozšiřovat své znalosti na dosud probrané úrovni studiem dostupné literatury i praktickou činností. Víme, že ne všechno jsme dokázali napsat tak dobře, aby každý čtenář mohl mít vždy ve všem jasno. To je velmi těžké a snad to ani nejde. Pro konfrontaci vytvářených názorů a představ bychom vám nakonec chtěli doporučit velmi dobrou publikaci, jejíž autor se zabývá v podstatě stejnými problémy jako my, ale přistupuje k nim odlišným způsobem. V knize, kterou napsal ing. J. Zdeněk, která se jmenuje Technika mikropočítačů (vyšla v knižnici ČSVTS Mikroprocesorová technika a je dostupná v prodejnách TESLA) najdete mj. i detailní popis instrukcí CPU 8080 a příklady jednoduchých programů.



INZERCE

Inzerce přijímá osobně a poštou Vydavatelství Naše vojsko, inzertní oddělení (inzerce ARB), Vladislavova 26, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51-9, linka 294. Uzávěrka tohoto čísla byla dne 7. 12. 1989, do kdy jsme museli obdržet úhradu za inzerát. Neopomeňte uvést prodejní cenu, jinak inzerát neuveřejníme. Text inzerátu pište čitelně, aby se předešlo chybám vznikajícím z nečitelnosti předlohy. Cena za první řádek činí Kčs 50,- a za každý další (i započatý) Kčs 25,-. Platby přijímáme výhradně na složenkách našeho vydavatelství.

PRODEJ

Nepoužitě: MHB4116, 8080, 2114, sov. 2716, MH3212, 3214, 3228, 3224, 3205, A4350 (120, 100, 100, 300, 50, 60, 60, 50, 50, 100). L. Repiský, 966 02 Vyhne 60/10.
TL072, 074, 084, 5532, 5534, 071, 082 (35, 60, 50, 90, 80, 30, 25), BFR90, 91, 96, BFT66 (40, 45, 50), UA7915, 7815, 7912, 7812, 7905, 7805 (à 30), digital multimeter DM6335, M3650, jiné polovodiče. Seznam za známku. L. Urban, J. Fučíka 39, 794 01 Krnov.
BFT66, BFR90, 91, 96, BF961 (160, 80, 90, 100, 70), domácí telefon, nový (130). J. Zavadil, POB 27/Štúrova, 142 00 Praha 4.

ZAVT a. s.,
odštěpný podnik VÚMS,
Praha 1, Loretánské nám. 3

přijme
pro své pracoviště
v Praze 6, Lužná 2

— mladého, iniciativního
výzkumného pracovníka
do kolektivu řešícího
problematiku
počítačových sítí.

Nástup ihned.

Informace podá
ing. Kelbler, CSc. nebo
ing. Martínek na tel. č.
36 85 05.

Náborová oblast Praha.

Vážený uživatel' PMD 85,

aby si mohl efektivně využít' výhodu uložení část používaných programů do modulu ROM

PONÚKAME TI

naš programátor PMD 85, který Ti umožní naprogramovat' prakticky všechny dostupné paměti EPROM od MHB2708 po 27256. Přístroj je přímo nenahraditelný pro vývojových pracovníků vyvíjejících systémové programy v assembleri, napr. pomocí populárního programu MRS. Na základě overení v praxi jeho využití přivítají v kruzích mládeže, v radioamatérských kruzích, klubech elektroniky a vědeckotechnické činnosti, v výrobní sféře a hlavně na školách vo výuce programování.

Žádosti o bližší informace o přístroji a předběžné objednávky zasílejte na našu adresu:

105. ZO Zvázarmu ZPA Dukla Prešov, š. p.,
rádioklub OK3RXA, Budovatel'ská 14,
080 54 Prešov, tel. (091) 542 57

Pro rok 1990 nabízíme volnou kapacitu:

- ožiování elektronických výrobků průmyslové povahy v 7. a 8. kvalifikační třídě. Objem prací cca 250 tis. Kčs. Vlastní měřicí techniku máme;
- výrobu menších sérií výrobků v oblasti průmyslové a spotřební elektroniky v rozsahu cca 250 tis. Kčs.

Výroba bude zajišťována podle předložené dokumentace. Materiálové zabezpečení podle dohody.

Nabídky zasílejte na OPMH K. Vary –
Tuhnice, Krymská 47,

Radiotelevizní služba, ved. p. V. Němec, tel. 261 76.

Vědeckovýzkumný uhelný ústav, s. p., Ostrava – Radvanice

přijme pro vývojová pracoviště aplikací mikropočítačové monitorovací a měřicí techniky:

- pracovníky s VŠ a ÚSO vzděláním, zaměřeným zejména na návrh a realizaci hardwarových prostředků, využívajících moderních mikroprocesorů a aktivních prvků. Znalost programování jednočipových mikropočítačů vítána. Platové zařazení podle kvalifikace a délky praxe na základě výnosu SK VTIR č. 3/87.

Nástup 1/90 nebo podle dohody.

Informace tel. 069 – 21 54 44, útv. KPP, kl. 229 nebo ing. Šilhan, kl. 239, 694